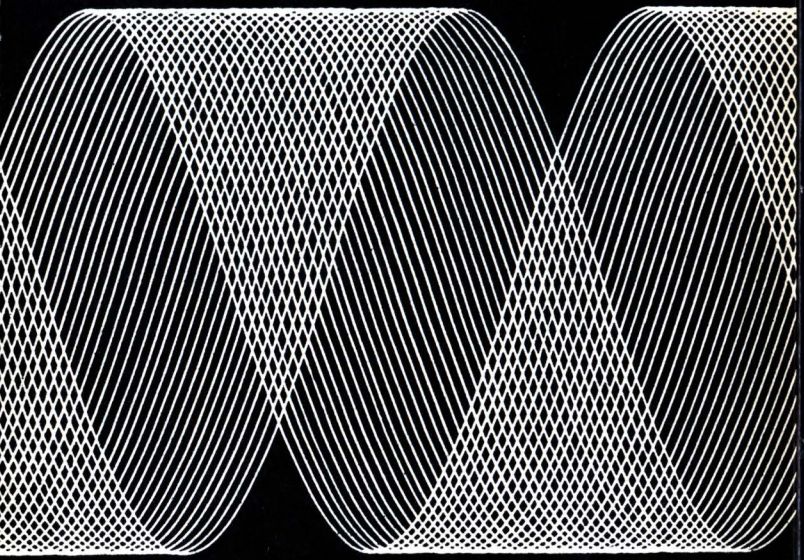
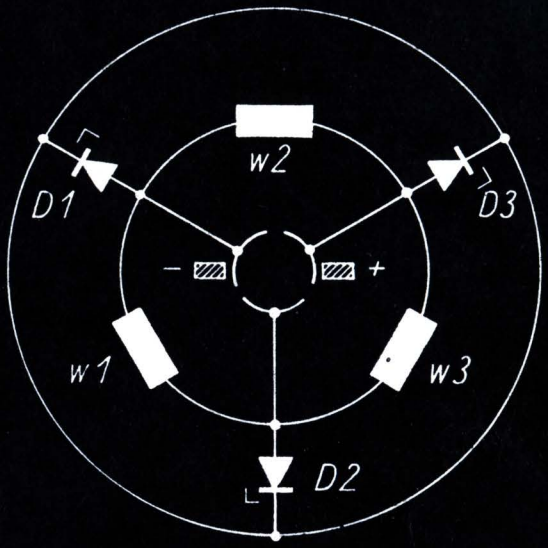
amateurreihe

electronica





Harro Kühne

176

Beispiele für Steuer- und Regelschaltungen mit Gleichstromkleinmotoren

LEER

electronica · Band 176

HARRO KÜHNE

Beispiele für Steuer- und Regelschaltungen mit Gleichstrom-kleinmotoren

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1979, 1.—20. Tausend
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1979
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5
LSV 3539
Lektor: Dipl.-Phys. Hans-Joachim Mönig
Zeichnungen: Karin Lehnigk
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Ilse Fähndrich · Korrektor: Ursula Kapke
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 20. April 1979
Bestellnummer: 746 130 6
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Aufbau, Wirkungsweise, Betriebsverhalten und Entstörung von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung 6

1.1. Aufbau und Wirkungsweise von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung 6

1.2. Abhängigkeit der Motordrehzahl von der Ankerspannung, vom magnetischen Fluß und von der Motorbelastung 8

1.3. Kennlinien eines Gleichstromkleinmotors mit Permanentmagneterregung 10

1.4. Entstörung von Gleichstromkleinmotoren 12

1.5. Schutzschaltungen zur Begrenzung induktiver Spannungsspitzen an Gleichstrommotoren steuernden Halbleiterbauelementen 14

2. Messung der Drehzahl und der mechanischen Leistung von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung 17

2.1. Optoelektronische Drehzahlgeber 17

2.2. Induktive Drehzahlgeber 21

2.3. Gleich- und Wechselspannungstachogeneratoren 24

2.4. Einfacher analoger Drehzahlmesser 25

2.5. Messung der abgegebenen mechanischen Leistung und des Motorwirkungsgrads 28

3. Steuerschaltungen für die Drehrichtung 32

3.1. Steuerschaltung für die Drehrichtung mit Transistoren vom gleichen Leitfähigkeitstyp 32

3.2. Steuerschaltung für die Drehrichtung mit komplementären Transistoren und 2 Speisespannungen 36

3.3. Steuerschaltung zur Drehrichtungsumkehr mit komplementären Transistoren in Brückenschaltung 38
3.4. Steuerschaltung für die Drehrichtung in komplementärer Brückenschaltung mit nur einem Steuereingang 39

4. Nachlaufschaltungen mit Gleichstromkleinmotoren .. 42

4.1. Nachlaufschaltung für kabelgesteuerte Modellfahrzeuge 42
4.2. 2 Nachlaufschaltungen für Wechselspannungsbetrieb 45
4.3. Nachlaufschaltung für proportional arbeitende Fernsteueranlagen 48
4.4. Digital arbeitende Nachlaufschaltung für Proportionalfernsteueranlagen 52

5. Steuerschaltungen für die Drehzahl von Gleichstromkleinmotoren 60

5.1. 2 elektronische Steuerschaltungen für die Drehzahlsteuerung von Motoren in Modelleisenbahnanlagen .. 60
5.2. 2 Steuerschaltungen mit Thyristoren als Stellglied .. 63
5.3. Drehzahlsteuerung eines Kleinmotors mit geschaltetem Transistor als Stellglied 67

6. Schaltungen für die Drehzahlregelung von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung 70

6.1. Drehzahlregelschaltungen für Gleichstrommotoren mit Fliehkraftregler 70
6.2. Regelschaltungen für Gleichstromkleinmotoren unter Verwendung der Motorgegenspannung als Drehzahl-Istwert 73
6.3. Regelschaltung für einen Plattenspieler mit umschaltbarer Drehzahl 79
6.4. Drehzahlregelung bei niedrigeren Drehzahlen und großem Einstellbereich 82
6.5. Drehzahlregelung mit dem integrierten Schaltkreis *MAA 723* als Regelverstärker 85

7. Literaturverzeichnis 88

Vorwort

Viele Aufgaben und Funktionen in Geräten und Anlagen lassen sich heute mit rein elektronischen Mitteln lösen und erfordern keine elektromechanischen Bauelemente. Für die Umsetzung elektrischer Größen in mechanische Bewegungen sind Elektromotoren aber weiterhin wichtige Bauelemente, für die es in den meisten Anwendungsfällen noch keine rein elektronisch arbeitenden Lösungsvarianten gibt. Auf Grund ihres relativ einfachen Aufbaus haben Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung in den letzten Jahren zunehmend eine große Bedeutung erlangt. Motoren dieser Art erfüllen auch in der Amateurpraxis vielfältige Aufgaben. Es sei an dieser Stelle nur an Antriebe für Kassettenmagnetbandgeräte, Plattenspieler und Modellfahrzeuge erinnert. Auch für viele mechanische Steuerfunktionen, z. B. für drehbare Antennen und zur Richtungssteuerung von Modellfahrzeugen, sind die Gleichstromkleinmotoren bevorzugte Bauelemente.

In den letzten Jahren wurde eine Vielzahl von Steuer- und Regelschaltungen für Gleichstromkleinmotoren entwickelt, die vielfach die obengenannten Anwendungen erst ermöglichen. Die vorliegende Broschüre soll an Hand von praktisch erprobten Schaltbeispielen die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten von Gleichstromkleinmotoren innerhalb der Amateurtechnik demonstrieren. Nach einer kurzen Einführung in die prinzipielle Arbeitsweise der hier zur Diskussion stehenden Motoren folgt ein Abschnitt, der sich mit der Messung einiger Daten von Kleinmotoren beschäftigt. Dieser Abschnitt ist insofern wesentlich, als dem Amateur nur selten ausreichende Angaben über die Drehzahl, die abgegebene Leistung und den Wirkungsgrad zur Verfügung stehen. Es folgen dann vier Abschnitte Applikationsbeispiele mit Schaltungen zur Drehrichtungsumsteuerung, Nachlaufsteuerung, Drehzahlsteuerung und Drehzahlregelung von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung. Alle Schaltbeispiele sind vom Autor praktisch erprobt worden.

Naumburg (Saale), im April 1978 *Harro Kühne*

1. Aufbau, Wirkungsweise, Betriebsverhalten und Entstörung von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung

In diesem Abschnitt werden kurz Aufbau und Wirkungsweise von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung beschrieben. Weiterhin wird der Zusammenhang zwischen der Drehzahl n, der Ankerspannung U_A, dem Belastungsmoment M und dem magnetischen Fluß Φ im Luftspalt zwischen Anker und Permanentmagnetstator mathematisch dargestellt. Am Beispiel einer Motorkennlinie wird das praktische Betriebsverhalten eines Kleinmotors erläutert. Den Abschluß bilden Hinweise zur Entstörung von Kleinmotoren und Schutzschaltungen, die oft dann erforderlich sind, wenn Kleinmotoren von Halbleiterbauelementen gesteuert werden.

1.1. Aufbau und Wirkungsweise von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung

Aufbau und Wirkungsweise eines Kleinmotors lassen sich relativ einfach am Beispiel eines zweipoligen Motors (Bild 1.1) erläutern. Ein solcher Motor besteht aus dem feststehenden Teil, dem *Stator*, der hier mit einem ringförmigen Permanentmagnet realisiert wird. Dieser Permanentmagnetstator erzeugt einen magnetischen

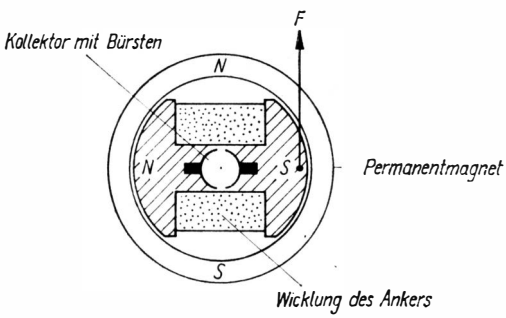


Bild 1.1 Schematischer Aufbau eines Gleichstromkleinmotors mit Permanentmagneterregung und zweipoligem Anker

Fluß, der vom Nordpol zum Südpol des Magnets gerichtet ist. Die Stärke dieses Magnetfelds bestimmt wesentlich die Leistung des Motors, so daß für leistungsstarke Motoren entsprechend starke Permanentmagnete notwendig sind. Da sich deren Flußdichte aber nicht beliebig steigern läßt, benutzt man für sehr leistungsstarke Motoren immer noch Elektromagnete zur Felderzeugung. Solche Motoren sind aber oft ungünstig, weil sie zusätzlich Elektroenergie für die Felderzeugung erfordern.

Innerhalb des vom Stator erzeugten Magnetfelds befindet sich der drehbar gelagerte *Anker*, auch *Rotor* genannt. Bei dem zweipoligen Motor bezeichnet man diesen Anker auf Grund seiner charakteristischen Form auch als *Doppel-T-Anker*. Bei handelsüblichen Kleinmotoren sind *Dreifach-T-Anker* sehr verbreitet. Diese Motoren zeichnen sich durch ein günstigeres Anlaufverhalten gegenüber Motoren mit Doppel-T-Anker aus. Leistungsstarke Motoren und solche, bei denen ein sicheres Anlaufen auch bei extrem geringen Ankerspannungen notwendig ist, haben Anker mit mehr als 3 Ankerhörnern; sie werden als *Trommelanker* bezeichnet. Im Interesse eines geringen magnetischen Widerstands und geringer Wirbelstromverluste besteht der Anker aus einzelnen Eisenblechen, deren Abmessungen so gewählt sind, daß der Luftspalt zwischen Rotor und Stator so gering wie möglich ist.

Die elektrische Energie wird durch eine geeignete Überlagerung zweier Magnetfelder in mechanische Energie umgesetzt. Zu diesem Zweck sind auf die einzelnen Ankerhörner des Rotors Wicklungen aufgebracht, die bei Stromdurchfluß das Rotor- oder Ankermagnetfeld erzeugen. Der Strom wird über den *Kollektor*, auch *Stromwender* oder *Kommutator* genannt, zugeführt, der soviel Segmente hat, wie Ankerhörner vorhanden sind. Der Kollektor besteht fast immer aus Kupfer. Für besonders hochwertige Motoren, die schon bei sehr geringen Ankerspannungen anlaufen müssen und/oder deren Leistung relativ gering ist (z. B. Motoren für Rudermaschinen in Fernsteueranlagen und Motoren in Kassettenbandgeräten), werden auch Stromwender aus Silber und aus Silber mit Goldauflage hergestellt.

Die Stromzuführung zum Kommutator erfolgt über feststehende Bürsten, die aus gepreßtem Kohlepulver oder einer Mischung aus Kohle- und Kupferpulver und einem Bindemittel bestehen. Edelmetallbürsten, oft in Form von einfachen Drähten, werden bei Motoren mit Edelmetallkollektor benutzt. Legt man an die Bür-

sten des Motors eine Spannung, so entsteht ein Ankerfeld, das wie in Bild 1.1 gezeichnet gerichtet sein soll. Das aus dem Anker- und Statorfeld resultierende Magnetfeld übt auf den beweglichen Anker eine Kraft F aus, die den Ankernordpol in Richtung des Statorsüdpols dreht. Ohne den Stromwender wäre nach der Drehung um 90° keine weitere Bewegung des Ankers möglich. Infolge der Massenträgheit des Ankers dreht sich dieser aber noch weiter, so daß sich der Südpol des Ankers dem Südpol des Stators nähert. Bliebe die Stromrichtung erhalten, so würde jetzt eine Kraft wirken, die entgegengesetzt dem ursprünglichen Drehsinn gerichtet ist. Das verhindert aber der Kollektor, der die Stromrichtung nach jeder Drehung des Rotors um 180° umkehrt (wendet). Es entsteht deshalb eine fortgesetzte Drehung des Rotors.
Aus Bild 1.1 erkennt man, daß die Drehrichtung des Motors nur von der Polarität der angelegten Ankerspannung abhängt. Eine Drehrichtungsumkehr ist deshalb durch einen Polaritätswechsel der Ankerspannung möglich. Diese Aussage gilt allerdings für Motoren mit zweipoligem Doppel-T-Anker nur bedingt, weil solche Motoren bei idealem Aufbau, je nach der zufälligen Stellung des Ankers im Einschaltmoment, unabhängig von der Polarität der Ankerspannung in beiden Drehrichtungen anlaufen können. Motoren mit Dreifach-T-Anker weisen auf Grund ihres unsymmetrischen Ankerfelds diesen Effekt nicht auf, so daß die Drehrichtung dieser Motoren nur noch von der Polarität der angelegten Ankerspannung und nicht von der zufälligen Stellung des Ankers abhängig ist. Soweit zur kurzen Beschreibung der prinzipiellen Wirkungsweise von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung. Weitere Hinweise enthalten [1] und [2].

1.2. Abhängigkeit der Motordrehzahl von der Ankerspannung, vom magnetischen Fluß und von der Motorbelastung

Die Drehzahl n eines Gleichstrommotors mit Permanentmagneterregung hängt von der Ankerspannung U_A, von der Größe des magnetischen Flusses Φ im Luftspalt zwischen Rotor und Stator und von der äußeren Belastung ab. Die folgenden Gleichungen beschreiben die stationären Betriebszustände eines idealisierten

Gleichstrommotors mit Permanentmagneterregung. Mit dem Anlegen der Ankerspannung U_A fließt im Anker des Motors der Ankerstrom I_A, und an der Ankerwelle wirkt das innere Moment M_i. Es gilt:

$$M_i = \Phi I_A c_1 . \tag{1}$$

In dieser Gleichung steht Φ für den vom Permanentmagnet vorgegebenen Fluß. Die Konstante c_1 ist von der Konstruktion des Motors abhängig. Das innere Drehmoment M_i setzt sich zusammen aus dem äußeren Belastungsmoment M und dem durch Reibung, Wirbelströme usw. bedingten Verlustmoment M_v:

$$M_i = M + M_v . \tag{2}$$

Der Anker rotiert unter dem Einfluß des Drehmoments M_i. Dabei ändert sich in den Wicklungen des Ankers der magnetische Fluß, und es entsteht infolge der Induktion die innere Ankerspannung E. Sie hängt von der Drehzahl und dem Fluß Φ ab. E ergibt sich aus der Gleichung:

$$E = \Phi n c_2 . \tag{3}$$

In Gl. (3) bezeichnen n die Drehzahl und c_2 eine weitere Motorkonstante.

Die im Anker durch Induktion erzeugte Spannung E ist der äußeren Ankerspannung U_A entgegengerichtet. Es gilt deshalb für den Ankerstrom I_A die Beziehung:

$$I_A = \frac{U_A - E}{R_A} . \tag{4}$$

R_A steht in Gl. (4) für den Gleichstromwiderstand des Motorankers. Aus Gl. (4) ist ersichtlich, daß der Ankerstrom sein Maximum im Anlaufmoment des Motors hat. Die oft auch als Gegenspannung benannte innere Ankerspannung E ist in diesem Fall Null, weil sich der Anker noch nicht dreht und deshalb keine Spannung induziert werden kann. Entsprechend Gl. (3) steigt die Gegenspannung mit zunehmender Drehzahl, wodurch dann gemäß Gl. (4) der Ankerstrom sinkt. Aus Gl. (3) ergibt sich durch Umstellen nach n und Einsetzen der Gleichungen (1), (2) und (4) die folgende Beziehung für die Drehzahl des Motors:

$$n = \frac{U_A}{\Phi c_2} - \frac{M + M_v}{\Phi^2 c_1 c_2} . \tag{5}$$

Entsprechend dieser Gleichung ist die Drehzahl eine Funktion der Ankerspannung, des magnetischen Flusses im Luftspalt zwischen Rotor und Stator und der Belastung. Da der Fluß im allgemeinen zumindest vom Amateur nachträglich nicht geändert werden kann, hängt die Drehzahl des Gleichstromkleinmotors mit Permanentmagneterregung nur von der Ankerspannung und der äußeren Belastung ab. Diese Tatsache ist bei allen Steuer- und Regelschaltungen der Drehzahl von Bedeutung.

1.3. Kennlinien eines Gleichstromkleinmotors mit Permanentmagneterregung

Vollständigen Aufschluß über das Betriebsverhalten von Kleinmotoren geben ihre Motorkennlinien, die die Abhängigkeit der Drehzahl n, der abgegebenen Leistung P_{ab}, des Wirkungsgrads η und des Ankerstroms I_A von dem Belastungsmoment M darstellen, wobei die Kennlinien immer für eine vorgegebene konstante Ankerspannung gelten. Der Amateur ist seit langem im Bereich elektronischer Schaltungen an das Arbeiten mit Kennlinien (z. B. von Transistoren und Dioden) gewöhnt. Leider sind von handelsüblichen Kleinmotoren nur in den seltensten Fällen die dazugehörigen Kennlinien erhältlich. Als Folge davon werden Motoren oft nicht optimal betrieben. Bei einer Unterdimensionierung verschenkt man durch den dann zu geringen Motorwirkungsgrad elektrische Leistung. Eine Überdimensionierung vergrößert unnötig das Gewicht der Anlage (z. B. Modell). Einen Ausweg aus dieser Lage bietet das Selbstaufnehmen der Motorkennlinien, wie es in Abschnitt 2.5. beschrieben wird. Nach der dort angegebenen Methode wurden die Kennlinien in Bild 1.2 ermittelt.
Den dargestellten Kurven entnimmt man die folgenden für Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung typischen Aussagen: Die Drehzahl des Motors fällt mit zunehmender Belastung vom Leerlaufwert etwa linear ab, wobei gleichzeitig der Ankerstrom etwa linear ansteigt. Sehr wesentlich ist, daß die abnehmbare Leistung und der Wirkungsgrad des Motors nichtlinear vom Belastungsmoment abhängig sind. Vergrößert man das Belastungsmoment auf einen Wert, der oberhalb des für $P_{ab\,max}$ gültigen liegt, so verringert sich die abgegebene Leistung des Motors, obwohl die aufgenommene elektrische Leistung steigt. Der

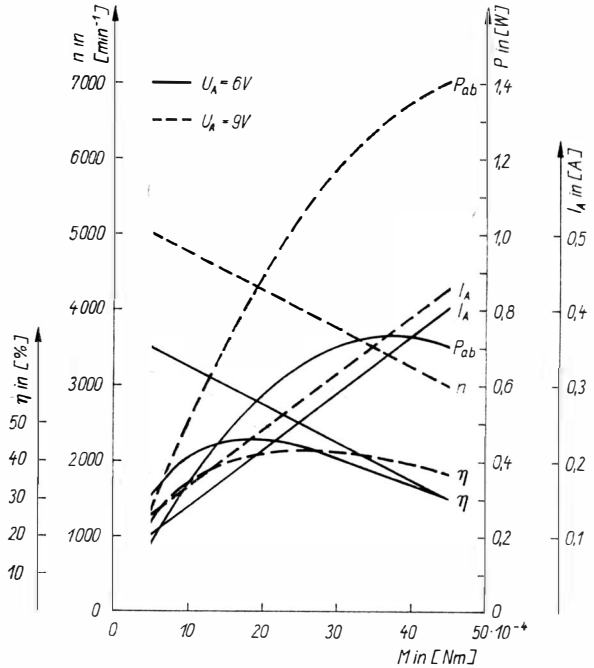


Bild 1.2 Motorkennlinien eines Gleichstromkleinmotors mit Permanentmagneterregung

Motor arbeitet dann unwirtschaftlich. Bei den Anwendungsfällen, in denen der Motor eine möglichst große Leistung bei vertretbarem Wirkungsgrad abgeben soll, wird man deshalb den Motor mit dem Drehmoment belasten, bei dem die abgegebene Leistung ihr Maximum hat. Ist dagegen nicht die abgegebene Leistung des Motors, sondern dessen Wirkungsgrad das im speziellen Fall entscheidende Kriterium, so sollte das Lastmoment gleich dem Moment sein, bei dem der Motorwirkungsgrad seinen Extremwert aufweist.

Ein Vergleich der Motorkennlinien für $U_A = 6$ V mit denen für $U_A = 9$ V zeigt, daß es durchaus möglich ist, den Motor zur Steigerung der abgegebenen Leistung mit Überspannung zu betreiben. Der Verlauf der Kennlinien unterscheidet sich nicht we-

sentlich. Es ist aber zu beachten, daß Überspannungen sehr schnell zu einer unzulässig hohen Erwärmung des Ankers führen können. Überspannungen verursachen meist auch ein stärkeres Bürstenfeuer, das Ursache für einen schnellen Verschleiß von Kollektor und Bürsten ist. Deshalb sollte in der Praxis die Ankerspannung nicht größer als 150% der vom Hersteller vorgegebenen maximalen Ankernennspannung sein.

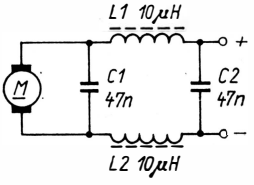
1.4. Entstörung von Gleichstromkleinmotoren

Beim Betrieb eines Gleichstrommotors entstehen durch das fortlaufende Umschalten der Ankerwicklungen am Kollektor und an den Bürsten Schaltfunken, die ihre Ursache in der Ankerinduktivität haben. Während der Einschaltzeit der Ankerwicklung fließt durch diese ein bestimmter Strom, und die Ankerspule speichert magnetische Energie. Grundsätzlich kann sich der Strom durch eine Induktivität nicht sprunghaft ändern. Im Moment des Abschaltens der Ankerwicklung steigt deshalb durch Induktion die Spannung über der Spule soweit an, daß der vor dem Abschalten geflossene Strom zunächst weiterfließt. Die Spannung über der Ankerwicklung kann dabei sehr schnell große Werte erreichen, die die Ankerspannung mehrfach übersteigen. Über der Trennstrecke entsteht deshalb eine erhebliche Feldstärke, die zu einem Funkenüberschlag führt, zumal im Öffnungsmoment des Schalters (Kollektorsegment — Bürste) der Abstand und damit die Luftstrecke zwischen dem Kollektorsegment und der Bürste zunächst sehr klein ist. Die gespeicherte magnetische Energie wird im Lichtbogen in Wärme umgewandelt.
Soweit zur Entstehung der Schaltfunken, die oft auch als Bürstenfeuer bezeichnet werden.
Im wesentlichen sind es zwei Gründe, die es erfordern, das Auftreten von Bürstenfeuer mit geeigneten elektrischen Maßnahmen zu unterbinden oder wenigstens zu mindern. Einmal erzeugen die Schaltfunken ein großes Spektrum von Störfrequenzen, die vom NF- bis in das UHF-Gebiet reichen können und deshalb Funkempfangsanlagen erheblich stören. Zum anderen verursacht der Öffnungsfunke Verbrennungen und Materialwanderungen im Bereich der Bürsten und des Kollektors. Das bedeutet einen erhöhten Verschleiß dieser Motorbauteile. Die elektrischen Maßnahmen zur

Funkenlöschung sind um so wirkungsvoller, je mehr man von vornherein für eine möglichst geringe Funkenbildung sorgt. Dazu gehört unter anderem, daß der Motor nicht überlastet wird. Weiterhin ist bei präzisem Rundlauf des Kollektors und bei gut anliegenden Bürsten das Bürstenfeuer geringer. Ganz allgemein verursachen Motoren geringerer mechanischer Qualität meist erheblich mehr Störungen als Motoren mit solider mechanischer Konstruktion.

Gleichstrommotoren werden im einfachsten Fall mit Kondensatoren entstört. Bild 1.3 und Bild 1.4 zeigen bewährte Schaltungen. Der zwischen die Bürsten des Kollektors geschaltete Kondensator C1 (Bild 1.3) nimmt die beim Abschalten frei werdende Energie auf. Es wird also magnetische in elektrische Feldenergie umgewandelt, wobei sich mit steigenden Werten für C1 die über der Ankerwicklung im Abschaltmoment liegende Spannung verringert. Im Interesse einer möglichst wirkungsvollen Entstörung müssen die dargestellten Entstörschaltungen so dicht wie möglich am Motor montiert werden. Die Drosseln L1 und L2 (Bild 1.3 und Bild 1.4) sollen zusammen mit den Kondensatoren C2 bzw. C4 das Weiterleiten von Störspannungsresten über die Speisespannungsleitungen unterbinden. Für die Drosseln L1 und L2 sind bis zu Ankerströmen von $I_A = 1$ A handelsübliche UKW-Drosseln mit Induktivitäten von $L = 10\,\mu$H oder $L = 20\,\mu$H geeignet. Übersteigt der Ankerstrom den genannten Wert, so muß man die Drosseln selbst fertigen. Geeignet sind dafür Ferritkerne mit 2, 4 oder 6 Längsbohrungen, durch die Kupferlackdraht mit einem Durchmesser von 0,5 mm bis 1 mm gefädelt wird.

Manchmal reichen die dargestellten Maßnahmen nicht zur vollständigen Entstörung des Motors aus. In hartnäckigen Fällen ist dann eine Schirmung des gesamten Motors meist nicht zu um-



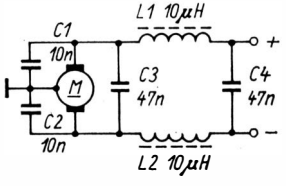


Bild 1.3 Einfaches Entstörfilter

Bild 1.4 Erweitertes Entstörfilter

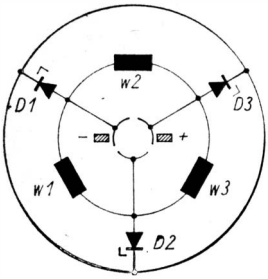


Bild 1.5
Ersatzschaltung des Ankers eines Kleinmotors mit Z-Dioden zur Begrenzung der Induktionsspannung

gehen. Diese Maßnahmen werden oft bei Motoren in Antrieben von Kassettenbandgeräten angewendet. Wie kritisch gerade dabei die Funkenlöschung sein kann, zeigt die Tatsache, daß bei manchen Motoren für Kassettenantriebe Z-Dioden das Entstehen hoher Induktionsspannungen unterbinden. Aus Bild 1.5 ist der Stromlaufplan des Ankers eines solchen Kleinmotors zu ersehen. Auf der Motorwelle befindet sich eine kleine Leiterplatte, die 3 Z-Dioden trägt, die entsprechend Bild 1.5 verdrahtet sind. Parallel zu jeder Motorwicklung liegt eine Reihenschaltung von gegeneinandergeschalteten Z-Dioden. Die Z-Spannung ist dabei zwei- bis dreimal größer als der obere Grenzwert der zulässigen Ankerspannung. Die Z-Dioden begrenzen die maximal über den Wicklungen liegenden Induktionsspannungen auf einen Wert, der gleich ist der Summe aus der Z-Spannung plus der Flußspannung der Z-Dioden. Motoren, deren Anker eine Diodenbeschaltung entsprechend Bild 1.5 haben, darf man nicht mit Überspannungen betreiben, weil die Z-Dioden sehr leicht überlastet werden können.

1.5. Schutzschaltungen zur Begrenzung induktiver Spannungsspitzen an Gleichstrommotoren steuernden Halbleiterbauelementen

Werden mit Transistoren Gleichstromkleinmotoren, die eine teilinduktive Last darstellen, abgeschaltet, so entstehen meist Induktionsspannungsspitzen, die die zulässige Sperrspannung des Schalttransistors übersteigen können (s. auch Abschnitt 1.4.). Die nachstehend angegebenen Schutzschaltungen verhindern das Auftreten unzulässig großer Überspannungen an der Kollektor-

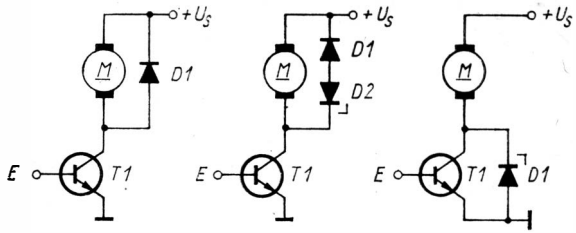


Bild 1.6 Schutzschaltung zur Induktionsspannungsbegrenzung mit einer Diode (Bild links)

Bild 1.7 Schutzschaltung zur Induktionsspannungsbegrenzung mit einer Gleichrichterdiode und einer Z-Diode in Reihenschaltung (Bild Mitte)

Bild 1.8 Schutzschaltung zur Induktionsspannungsbegrenzung mit einer Z-Diode (Bild rechts)

Emitter-Strecke des Schalttransistors, wenn dieser vom leitenden in den gesperrten Zustand schaltet. Bild 1.6 bis Bild 1.8 zeigen Beispiele für solche Schutzschaltungen. Sehr häufig wird die Schutzschaltung nach Bild 1.6 verwendet. Durch Diode D1 ist die Kollektor-Emitter-Sperrspannung von T1 im Abschaltmoment maximal gleich der Summe aus der Speisespannung plus der Flußspannung von D1. Es gilt deshalb:

$$U_{\mathrm{CE\,T1\,max}} = U_{\mathrm{S}} + U_{\mathrm{F\,D1}}. \tag{6}$$

Die Schutzschaltungen nach Bild 1.7 und Bild 1.8 sind gegenüber der einfachen Variante (Bild 1.6) dann von Vorteil, wenn der Strom durch die Motorinduktivität nach dem Abschalten schnell abklingen soll [3]. Bei leitendem Transistor T1 sperrt bei der Schutzschaltung nach Bild 1.7 die Diode D1, und über die Reihenschaltung von D1 und D2 fließt kein Strom. Sperrt dagegen T1, so steigt seine Kollektor-Emitter-Sperrspannung maximal auf eine Spannung an, die gleich der Summe aus der Speisespannung plus der Z-Spannung von D2 plus der Flußspannung von D1 ist:

$$U_{\mathrm{CE\,T1\,max}} = U_{\mathrm{S}} + U_{\mathrm{Z\,D2}} + U_{\mathrm{F\,D1}}. \tag{7}$$

Ebenfalls mit nur einer Diode arbeitet die Schaltung nach Bild 1.8. Hier ist eine Z-Diode erforderlich, deren Z-Spannung größer ist als die Speisespannung. Im Sperrfall von T1 erreicht

dessen Kollektor-Emitter-Sperrspannung maximal den Wert der Z-Spannung, und man erhält:

$$U_{\text{CE T1 max}} = U_{\text{Z D1}}\,, \tag{8}$$

$$U_{\text{Z D1 min}} > U_{\text{S max}}\,. \tag{9}$$

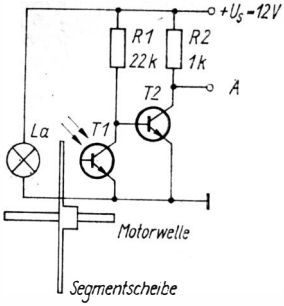
Alle Dioden (Bild 1.6 bis 1.8) müssen zumindest kurzzeitig mit einem Spitzenstrom belastet werden können, der gleich dem Anlaufstrom des Motors ist. Es sind deshalb für die Gleichrichterdioden Bauelemente der Typenreihen *SY 200* oder *SY300* und für die Z-Dioden Bauelemente der Typenreihe *SZ 600/...* geeignet. In manchen Fällen, wenn die Speisespannung des Motors sehr klein gegenüber der zulässigen maximalen Kollektor-Emitter-Sperrspannung des schaltenden Transistors ist, können die angesprochenen Schutzschaltungen ganz entfallen, zumal auch die ohnehin erforderlichen Schaltungsmaßnahmen zur Motorentstörung die Amplituden der induktiven Spannungsspitzen mindern.

2. Messung der Drehzahl und der mechanischen Leistung von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung

Entsprechend Gl. (5) ist die Drehzahl eines vorgegebenen Gleichstromkleinmotors eine Funktion der anliegenden Ankerspannung und der Belastung. Will man einen Motor mit einem möglichst guten Wirkungsgrad betreiben oder soll die abgegebene mechanische Leistung maximal sein, dann sind dazu Motorkennlinien erforderlich. Leider stehen diese nur in den seltensten Fällen von handelsüblichen Kleinmotoren zur Verfügung. In diesem Abschnitt werden deshalb kurz Möglichkeiten zur Messung der Drehzahl und der mechanischen Leistung von Kleinmotoren mit amateurgerechten Mitteln beschrieben.

2.1. Optoelektronische Drehzahlgeber

Optoelektronische Drehzahlgeber liefern Impulse, deren Anzahl je Zeiteinheit direkt der Umdrehungszahl des Motors proportional sind. Der besondere Vorteil optoelektronischer Drehzahlgeber besteht darin, daß diese vom Amateur sehr einfach realisiert werden können, wobei der mechanische und der elektrische Aufwand gering bleiben und die Umsetzungskonstante von vornherein festliegt. Grundsätzlich bestehen optoelektronische Drehzahlgeber aus einer Lichtschranke, deren Lichtweg von einer auf der Motorwelle befestigten Segmentscheibe bei jeder Ankerumdrehung ein- oder mehrfach unterbrochen wird. Reflexionslichtschranken sind wegen ihrer meist umständlichen Justierung weniger geeignet.
Im einfachsten Fall kann die Lichtschranke aus einer Anordnung bestehen, wie sie in Bild 2.1 dargestellt ist. Eine Glühlampe beleuchtet den Fototransistor T1, dem ein Verstärkertransistor T2 folgt. Ist der Lichtweg von der Segmentscheibe — Bild 2.2 zeigt einige Beispiele für solche Scheiben — freigegeben, so leitet T1, und T2 sperrt. Unterbricht die Segmentscheibe dagegen den Strahlengang, dann sperrt T1, über R1 fließt Basisstrom in T2, und dessen Kollektor schaltet in Richtung Massepotential. Dreht sich die Segmentscheibe kontinuierlich, so liegt am Kollektor von T2 eine rechteckförmige Spannung an, deren Frequenz f von der



T1: SP 201
T2: SC 206
La: 12V; 50mA

Bild 2.1
Einfacher optoelektronischer Drehzahlgeber

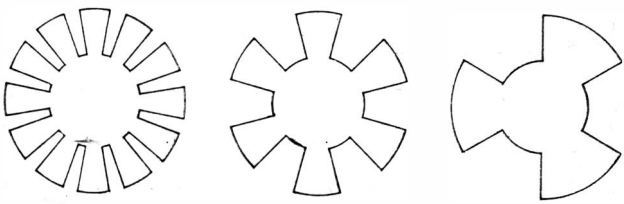


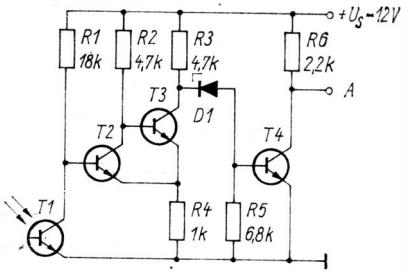
Bild 2.2 Beispiele für Segmentscheiben

Zahl m der Segmente und der Umdrehungszahl des Motors abhängt:

$$f = \frac{nm}{60}\,; \tag{10}$$

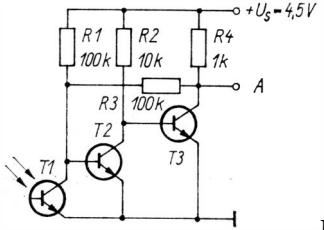
n in min^{-1}.

In der Schaltung nach Bild 2.1 wurde keine Triggerschaltung benutzt; sie ist aber manchmal erforderlich, damit der optoelektronische Drehzahlgeber eine exakte Rechteckspannung liefert. Bild 2.3 und Bild 2.4 zeigen Beispiele für Lichtempfänger mit Triggercharakteristik. Am vorteilhaftesten kann ein Lichtempfänger mit Triggerverhalten mit dem integrierten Baustein *A 902 D* realisiert werden, weil dieser Schaltkreis einen sehr hohen Eingangswiderstand hat und außerdem nur wenig externe Bau-



T1: SP 201
T2...4: SC 236
D1: SZX 21/5,1

Bild 2.3
Lichtempfänger mit Triggercharakteristik (*Schmitt-Trigger*)



T1: SP 201
T2, T3: SC 206

Bild 2.4
Lichtempfänger mit Triggercharakteristik (Stromtrigger)

elemente notwendig sind. Neben Fototransistoren lassen sich auch Fotodioden und Fotowiderstände als Lichtempfänger nutzen. Bild 2.5 zeigt entsprechende Schaltbeispiele.

Nachteilig ist bei der einfachen Lichtschranke nach Bild 2.1 die Glühlampe. Bauelemente dieser Art weisen einen recht hohen Stromverbrauch sowie eine relativ geringe Lebensdauer auf und verursachen eine oft unerwünschte Erwärmung des Geräts. Alle diese Nachteile lassen sich weitgehend vermeiden, wenn man als Strahlungsquelle Lumineszenzdioden benutzt. Geeignet sind Lumineszenzdioden, deren Strahlung eine Wellenlänge hat, die im nahen Infrarotgebiet liegt, weil dann der Wirkungsgrad der Lichtschranke bei der Verwendung von Si-Fototransistoren ein Maximum erreicht. Sind solche Lumineszenzdioden, z. B. der Typ

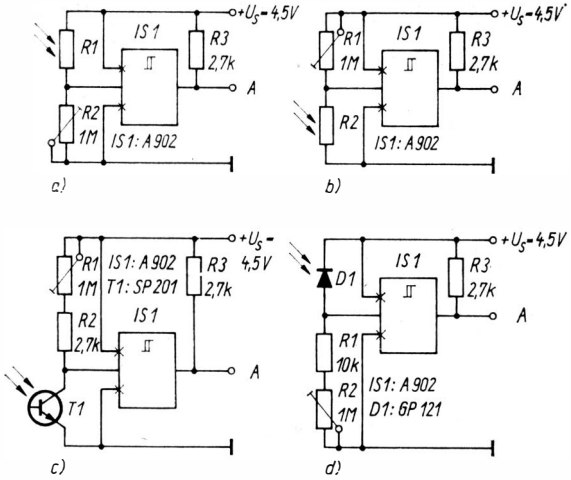


Bild 2.5 Schaltbeispiele für Fototrigger mit dem integrierten Baustein *A 902 D*

VQ 110, nicht erhältlich, so eignen sich für Amateurzwecke auch die rotstrahlenden Lumineszenzdioden der Typen *VQA 12* und *VQA 13*. Den Flußstrom durch die Lumineszenzdiode wählt man entsprechend den Vorschriften des Herstellers, wobei aber nur selten größere Werte als etwa $I_F = 20$ mA notwendig sind.

Zur optimalen Ausnutzung der Empfindlichkeit des Fototransistors sollte die Breite der Segmente in der Segmentscheibe nicht kleiner als der Durchmesser des Fototransistors sein. Diese Forderung schränkt bei gegebenem Scheibendurchmesser die maximale Auflösung — damit ist die größtmögliche Anzahl der Impulse je Ankerumdrehung gemeint — ein. Einen Ausweg bietet die Strichrasterscheibe entsprechend Bild 2.6. Hier ist gleichmäßig auf den

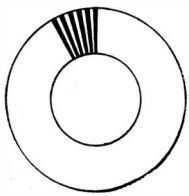
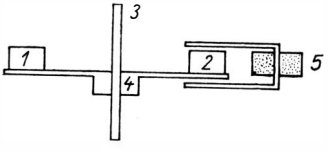


Bild 2.6
Strichrasterscheibe

Umfang verteilt, eine große Anzahl von schmalen Strichen aufgebracht, wobei der Abstand zwischen diesen Strichen gleich deren Breite ist. Die Strichbreite kann, je nach der möglichen Präzision (es bieten sich hier fotografische Herstellungsverfahren an), zwischen 0,3 mm und 1 mm liegen. Vor dem Fototransistor befindet sich ebenfalls ein Strichraster mit gleichen Abmessungen wie auf der Scheibe. Sind die Striche der Scheibe so im Strahlengang der Lichtschranke, daß die Striche genau die Zwischenräume des Strichrasters des Fototransistors abdecken, so fließt im Fototransistor der kleinste Kollektorstrom. Maximaler Kollektorstrom wird erreicht, wenn die Striche der Rasterscheibe die Striche des Rasters vor dem Fototransistor abdecken. Eine Anordnung der beschriebenen Art liefert bei jeder Umdrehung der Ankerwelle soviel Impulse, wie sich Striche auf der Scheibe befinden. Strichrasterscheiben benutzt man wegen ihrer hohen Auflösung oft dann, wenn die Rechteckspannung des Gebers in eine frequenzproportionale Gleichspannung umzusetzen ist, die ihrerseits dann der Ankerdrehzahl proportional ist. Schaltungen dieser Art sind oft bei Drehzahlregelungen notwendig, bei denen der Drehzahl-Istwert als ihr entsprechender Gleichspannungswert vorliegen muß. Eine hohe Geberfrequenz vereinfacht den Frequenz-Spannungsumsetzer, weil zur Sicherung einer möglichst geringen Restwelligkeit der Gleichspannung einfache Siebschaltungen genügen.

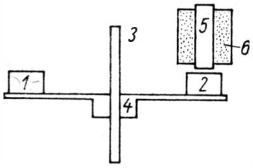
2.2. Induktive Drehzahlgeber

Die nachstehend beschriebenen induktiven Drehzahlgeber liefern eine Wechselspannung, deren Frequenz proportional der Ankerdrehzahl ist. Sehr einfach lassen sich induktive Drehzahlgeber ent-



1,2 Permanentmagnete
3 Ankerwelle
4 Scheibe
5 Spule mit Kern

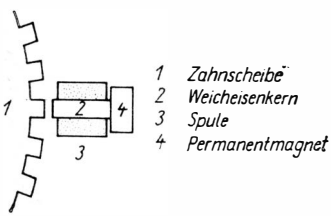
Bild 2.7
Induktiver Geber mit rotierenden Permanentmagneten



1,2 Permanentmagnete
3 Ankerwelle
4 Scheibe
5 Weicheisenkern
6 Spule

Bild 2.8
Induktiver Drehzahlgeber mit rotierenden Permanentmagneten

sprechend Bild 2.7 und Bild 2.8 verwirklichen. Charakteristisch für Geber dieser Art ist, daß auf einer mit Motorwelle verbundenen Scheibe zwei oder mehrere kleine Permanentmagnete, wie sie üblicherweise für Magnettafeln verwendet werden, aufgeklebt sind. In einer festmontierten Spule erzeugen diese Magnete durch Induktion Spannungsimpulse, die von einem NF-Verstärker verstärkt und mit einem Trigger in eine Rechteckspannung umgeformt werden. Geber gemäß Bild 2.7 und Bild 2.8 sind für die Amateurpraxis recht gut geeignet, wenn die Herstellung der Scheibe, insbesondere das Aufkleben der Magnete und das Auswuchten der Scheibe, sorgfältig vorgenommen wird.
Die letztgenannten Probleme entfallen bei der Geberanordnung entsprechend Bild 2.9. Hier dreht sich eine Segment- oder Zahnscheibe vor einer vormagnetisierten Spule. Die Segmentscheibe besteht aus Weicheisen, so daß bei Drehung der Scheibe durch den sich dann ändernden Feldlinienverlauf in der Spule eine Spannung induziert wird. Bild 2.10 stellt eine Verstärkerschaltung dar, die für die Geber nach Bild 2.7 bis Bild 2.9 verwendet werden kann. Zu beachten ist, daß die beschriebenen Geber für sehr niedrige



1 Zahnscheibe
2 Weicheisenkern
3 Spule
4 Permanentmagnet

Bild 2.9
Induktiver Geber mit Weicheisen-Segmentscheibe

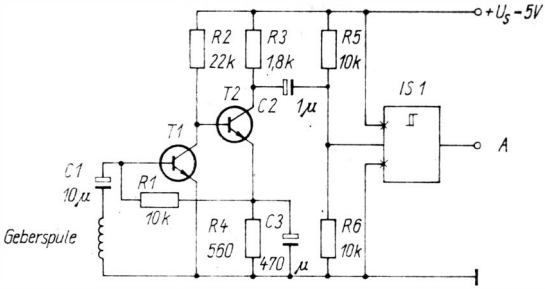


Bild 2.10 Verstärker und Triggerschaltung für Geber nach Bild 2.7 bis Bild 2.9

Drehzahlen weniger geeignet sind, weil die Amplitude der Spannungsimpulse sich mit abnehmender Drehzahl ebenfalls verringert.

Eine weitere Möglichkeit für induktive Geber soll nur angedeutet werden. Bild 2.11 zeigt das Prinzip. Ähnlich wie bei den optoelektronischen Drehzahlgebern benutzt man wieder eine Segmentscheibe, die aber aus Metall besteht. Diese Scheibe bedämpft in geeigneter Weise einen Oszillator, dessen Schwingungen aussetzen, wenn das Metallsegment durch Annäherung an die Oszillatorspule dieser Energie entzieht. Da die Oszillatorschaltung und auch die sich dieser anschließende Auswerteschaltung in dem integrierten Baustein *A 301 D* enthalten sind, ist ein einfacher Aufbau möglich. Die erforderliche Segmentscheibe kann aus

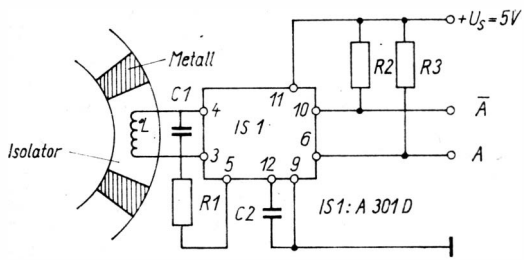


Bild 2.11 Aufbau eines induktiven Gebers mit Abreißoszillator

Basismaterial für geätzte Leiterplatten gefertigt werden. Nähere Hinweise zur Dimensionierung des Oszillators und zur Auslegung der Segmentscheibe entnimmt der interessierte Leser der Literatur [4].

2.3. Gleich- und Wechselspannungstachogeneratoren

Grundsätzlich ist die Verwendung von Tachogeneratoren im Amateurbereich relativ aufwendig, weil geeignete Generatoren meist nicht zur Verfügung stehen und sich für solche Zwecke (Gleichspannungsgeneratoren) meist nur Motoren (sozusagen im Inversbetrieb) nutzen lassen. International haben Motoren mit integrierten Wechselspannungstachogeneratoren eine Verbreitung in drehzahlgeregelten Antrieben gefunden. Bei Motoren dieser Art trägt eine gemeinsame Welle den Anker des eigentlichen Motors und den Generatorrotor. Letzterer ist meist ein mehrpolig magnetisierter Dauermagnet, so daß der Generator eine Wechselspannung liefert, deren Amplitude und Frequenz der Drehzahl der Motorwelle proportional sind. Es bleibt dann dem Anwender überlassen, welche Kenngröße er als Istwert für die Drehzahl nutzen will. Gleichspannungsgeneratoren erfordern einen Anker mit Wicklungen und einen Kollektor. Als Stator wird wieder ein Permanentmagnet verwendet. Der Generator liefert eine Gleichspannung, deren Höhe direkt von der Drehzahl des Motors abhängt.

Gleichspannungsgeneratoren benutzt man oft dann in elektronischen Regelschaltungen für die Drehzahl, wenn die konstant zu haltende Drehzahl relativ niedrig ist. Bei einem Gleichspannungsgenerator können die Zeitkonstanten der Siebmittel klein sein und deshalb Istwertänderungen der Drehzahl ohne wesentliche Zeitverzögerungen über die Regelschaltung auf den Motor rückwirken. Die Stabilität einer Drehzahlregelschaltung mit Gleichspannungstachogenerator läßt sich deshalb meist einfacher sichern als mit anderen Drehzahlgebern. Diesen Vorteil kann der Amateur nutzen, wenn die Welle des Antriebsmotors mit der Welle eines zweiten Kleinmotors mit Permanentmagneterregung gekoppelt ist, der als Generator arbeitet. Die mechanische Anordnung der Kombination aus Motor und Generator muß sehr sorgfältig ausgeführt sein, damit die Verluste gering bleiben. Geeignet

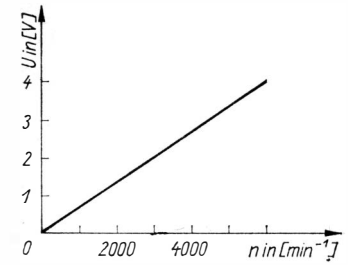


Bild 2.12
Kennlinie eines Tachogenerators

für den Generatorbetrieb sind insbesondere solche Motoren, die Metallbürsten haben.
Vor dem Einsatz der Anordnung muß die Kennlinie des Generators ermittelt werden. Dazu mißt man bei bekannten Drehzahlen die erzeugte Gleichspannung, so daß sich schließlich eine Kurve entsprechend Bild 2.12 ergibt. Für die Messung der Drehzahlen kann man den Drehzahlmesser nach Abschnitt 2.4. verwenden.

2.4. Einfacher analoger Drehzahlmesser

Zur Aufnahme von Motor- und Generatorkennlinien ist eine Drehzahlmessung unbedingt notwendig. Nachstehend wird eine geeignete Schaltung näher erläutert, die mit einem optoelektronischen Geber arbeitet. Besonderes Kennzeichen der im Bild 2.13 vorgestellten Lösungsvariante ist der nach dem Reflexionsprinzip arbeitende optoelektronische Geber, der ohne eigene Lichtquelle auskommt und sowohl bei Tageslicht als auch bei Dämmerlicht funktioniert. Der Geber spricht ausschließlich auf Helligkeitsschwankungen an. Es ist deshalb erforderlich, auf der Welle des zu testenden Motors eine Einrichtung zu montieren, die je Umdrehung eine Helligkeitsänderung bewirkt. Das kann z. B. eine Scheibe sein, deren eine Hälfte geschwärzt ist. Auch ein Aluminiumbolzen, dessen Umfang zur Hälfte mit schwarzem Klebeband beklebt ist, eignet sich für den genannten Zweck.
Als Emitter- und damit als Arbeitswiderstand für den Fototransistor T1 (Bild 2.13) wirkt die Reihenschaltung von 7 Siliziumuniversaldioden. Der Vorteil eines solchen Arbeitswiderstands liegt darin, daß der Spannungsabfall über ihm dem Logarithmus

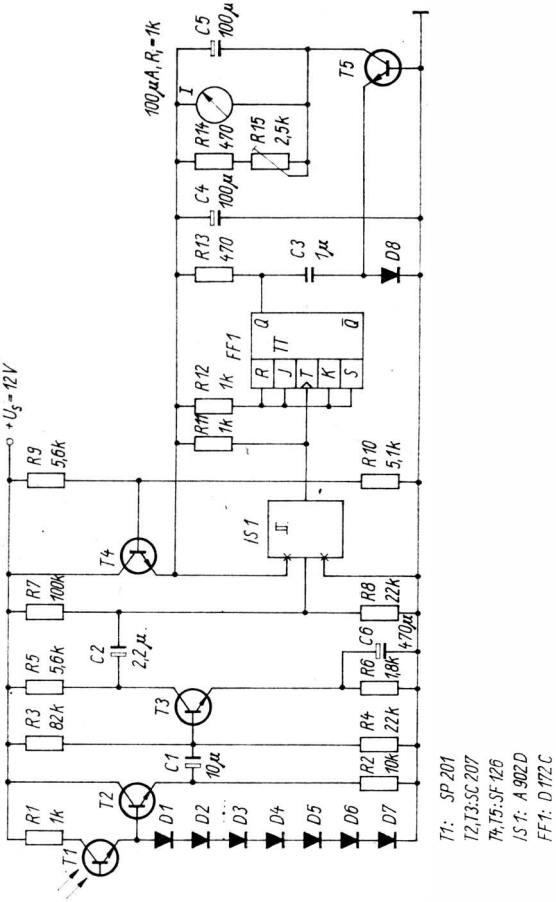


Bild 2.13 Analoger Drehzahlmesser

des Fotostroms proportional ist. Dabei steigt der Spannungsabfall über den Dioden D1 bis D7 mit jeder Verdopplung des Fotostroms von T1 um etwa $U_{F\,D1/7} = 0{,}12$ V an. Der Fotostrom kann also in weiten Grenzen schwanken, ohne daß T1 im Bereich der Sättigung arbeitet. Die den Helligkeitsänderungen proportionalen Span-

nungsschwankungen am Emitter von T1 leitet die Folgerstufe mit T2 einem Wechselspannungsverstärker zu. T3 verstärkt die Wechselspannung soweit, daß der integrierte Trigger IS1 anspricht. Am Ausgang von IS1 liegt eine Rechteckspannung, die den Helligkeitsänderungen frequenzproportional ist. Das dem Trigger folgende Flip-Flop FF1 halbiert die Frequenz der rechteckförmigen Ausgangsspannung des Triggers und sorgt gleichzeitig für eine symmetrische Steuerspannung des Frequenz-Stromwandlers, der dem Flip-Flop FF1 folgt.

Die Funktion des Frequenz-Stromwandlers kann folgendermaßen beschrieben werden: In der Zeit, in der der Ausgang Q von FF1 H-Potential führt, lädt sich der Kondensator C3 über R14 und D8 auf eine positive Spannung auf. In der folgenden Halbperiode der symmetrischen Rechteckspannung am Ausgang Q schaltet dieser auf L-Potential. Der Kondensator C3 entlädt sich nun über die Basis-Emitter-Diode des in Basisschaltung betriebenen Transistors T5. Die Stromverstärkung von T5 beträgt in Basisschaltung etwa $\alpha_{T5} = 1$, und die Entladestromimpulse erscheinen praktisch ungeschwächt im Kollektorkreis von T5. Das Instrument integriert diese Stromimpulse, wobei der Kondensator C5 diesen Vorgang, besonders bei niedrigen Eingangsfrequenzen, unterstützt. Für den mittleren Kollektorstrom von T5 $I_{C\,T5}$ gilt in Abhängigkeit von der Frequenz f der Rechteckspannung am Ausgang von IS1 die Beziehung:

$$I_{C\,T5} = 0{,}5 \cdot f \alpha_{T5} C_3 \, (U_S' - U_{F\,D8} - U_{BE\,T5}) \,. \tag{11}$$

Wählt man die Drehzahl n als Variable, so ergibt sich aus Gl. (11)

$$I_{C\,T5} = \frac{n \alpha_{T5} C_3 (U_S' - U_{F\,D8} - U_{BE\,T5})}{120} \,. \tag{12}$$

In den Gl. (11) und (12) steht U_S' für die mit dem Folger T4 bereitgestellte Speisespannung von $U_S' = 5$ V, die so auf einfache Weise aus der stabilisierten Gesamtspeisespannung $U_S = 12$ V abgeleitet wurde.

Der Kondensatorwert von C3 wurde bei dem Musteraufbau so festgelegt, daß der Meßbereich bis maximal $n = 10000\ \mathrm{min}^{-1}$ reichte. Andere Meßbereiche sind aber entsprechend Gl. (12) leicht möglich. Zur Kalibrierung beleuchtet man den Fototransistor T1 mit einer am Wechselspannungsnetz betriebenen Glimmlampe, die Lichtimpulse mit einer Frequenz von $f = 100$ Hz

liefert. R16 wird dann so eingestellt, daß das Instrument den Wert $n = 6000\ \text{min}^{-1}$ anzeigt.

2.5. Messung der abgegebenen mechanischen Leistung und des Motorwirkungsgrads

Schon in Abschnitt 1.3. wurde geschrieben, daß vollständigen Aufschluß über das Betriebsverhalten eines Kleinmotors nur dessen Motorkennlinien geben können. Diese sind aber für den Amateur oft nicht zugänglich. Will der Amateur Kleinmotoren optimal verwenden oder in kritischen Fällen über die Brauchbarkeit eines bestimmten Motortyps entscheiden, so müssen deshalb die Motorkennlinien selbst ermittelt werden. In diesem Abschnitt wird eine für diesen Zweck geeignete Einrichtung beschrieben, die leicht vom Interessenten gebaut werden kann. Zur Aufnahme der Motorkennlinien betreibt man den Motor mit konstanter Speisespannung, die sich, weil jede Motorkennlinie nur für eine bestimmte Ankerspannung gilt, bei Bedarf entsprechend variieren läßt. Die Ankerspannung ist also Parameter. Der zu messende Motor wird weiterhin an der Abtriebswelle mit einem definierten Lastmoment belastet, das — von kleinen Werten beginnend — kontinuierlich gesteigert werden kann. Bei bestimmten Lastmomenten mißt man gleichzeitig Drehzahl des Motors und Ankerstrom. Das Ergebnis dieser Messungen sind Kurven, die die Abhängigkeit der Größen Drehzahl und Ankerstrom des Motors vom Lastmoment darstellen. Aus den Meßwerten, die zu diesen Kurven führen, kann die abgegebene Leistung berechnet werden, die ebenfalls eine Funktion des Belastungsmoments ist. Der gemessene Ankerstrom gibt Auskunft über die aufgenommene elektrische Leistung, die mit zunehmendem Belastungsmoment ebenfalls ansteigt. Aus der berechneten aufgenommenen und abgegebenen Leistung des Motors kann auch der Motorwirkungsgrad ermittelt werden. Damit sind dann alle wichtigen Kennwerte des Motors bekannt, und eine Beurteilung hinsichtlich seiner Gebrauchswerteigenschaften ist auf Grund der ermittelten Werte fundiert möglich.

Bild 2.14 zeigt den mechanischen Aufbau der Meßeinrichtung. Die Ankerwelle des zu testenden Motors ist über eine elastische Kupplung mit der Welle eines zweiten Motors, der als Gleich-

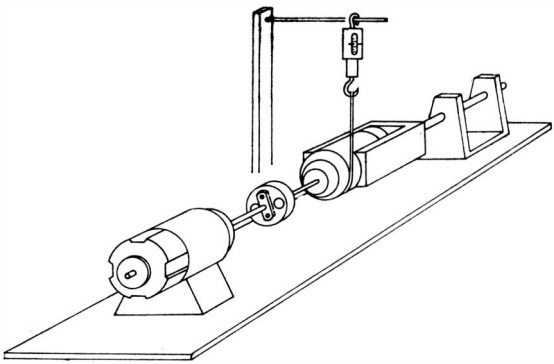


Bild 2.14 Aufbau der Motorprüfeinrichtung

stromgenerator arbeitet, verbunden. Der als Generator arbeitende Motor kann vom gleichen Typ wie der zu testende Motor sein. Günstig ist eine etwas stärkere Ausführung. Der als Generator betriebene Motor sollte möglichst geringe Lager- und Bürstenreibkräfte haben, weil deren Größe die Meßmöglichkeiten im Bereich kleiner Lastmomente einschränkt. Der Amateur geht aber immer dann recht sicher, wenn der als Generator geschaltete Motor typgleich mit dem zu testenden ist.

Der Stator des Generators wird nicht fest mit der Grundplatte der Prüfeinrichtung verbunden, sondern in einer Gabel um einen bestimmten Winkel drehbar gelagert. Am Motorgehäuse befestigt man einen Faden, der das Gehäuse wenigstens einmal umschlingt und zu einer an einem Stativ aufgehängten Federwaage (Briefwaage) führt. Mit diesen recht einfachen Hilfsmitteln kann das Belastungsmoment des zu prüfenden Motors hinreichend genau eingestellt und gemessen werden. Dazu ist es nur noch erforderlich, die beiden Bürstenanschlüsse des Generatros über dünne Drähte mit einem Potentiometer zu verbinden. Das Potentiometer bildet den Arbeits- oder Lastwiderstand des Generators, so daß man durch Verändern des Widerstands das Belastungsmoment des zu prüfenden Motors variieren kann. Ein geringer Widerstandswert bedeutet für den Generator eine starke Belastung, und das Gehäuse des Generators verdreht sich in Rich-

tung der Drehrichtung der Generatorwelle so lange, bis die Anordnung sich wieder im Gleichgewicht befindet. Vergrößert man den Lastwiderstand dagegen, so sinkt die Belastung des Generators und damit die des Motors. Das Gehäuse dreht sich entgegengesetzt zurück.
Zusätzlich verfügt die Prüfeinrichtung über eine Möglichkeit zur Drehzahlmessung.
Für das Belastungsmoment M gilt die Beziehung:

$$M = rgm\,.$$

In dieser Gleichung stehen r für den Radius des Generatorstators, g für die Erdbeschleunigung $g = 9{,}81\ \mathrm{m/s^2}$ und m für die von der Federwaage angezeigte Masse. Man erhält M in Nm, wenn r in m und m in kg eingesetzt werden. Dem Amateur ist die Angabe des Belastungsmoments in pcm noch sehr geläufig. Für die

$$1\ \mathrm{Nm} = \frac{10^5}{9{,}81}\ \mathrm{pcm}\,.$$

Die abgegebene mechanische Leistung erhält man aus dem Produkt des Belastungsmoments und der Winkelgeschwindigkeit:

$$P_{\mathrm{ab}} = \frac{M \cdot 2\pi n}{60}\,.$$

In dieser Gleichung steht n für die Umdrehungszahl der Motorwelle. P_{ab} ergibt sich in W, wenn M in Nm und n in $\mathrm{min^{-1}}$ eingesetzt werden. Die aufgenommene elektrische Leistung folgt der nachstehenden Gleichung:

$$P_{\mathrm{auf}} = U_{\mathrm{A}} I_{\mathrm{A}}\,. \tag{16}$$

Aus den nun bekannten Größen kann jetzt direkt der Wirkungsgrad η errechnet werden:

$$\eta = \frac{P_{\mathrm{ab}}}{P_{\mathrm{auf}}} \cdot 100\,\%\,. \tag{17}$$

Abschließend noch etwas zur praktischen Testdurchführung. Zunächst ermittelt man die Drehzahl und das Lastmoment des Motors in dem Fall, in dem der Generator ohne Lastwiderstand betrieben wird. Mit Gl. (13) ergibt sich dann das minimale, mit der benutzten Versuchsanordnung mögliche Lastmoment, das nur

von der unvermeidlichen Lager- und Bürstenreibung des als Generator verwendeten Motors abhängt. Danach verringert man den Generatorlastwiderstand so lange, bis die Leistungsaufnahme des Testmotors den vom Hersteller vorgeschriebenen Maximalwert gerade erreicht. Aus Gl. (13) erhält man das maximale Lastmoment für den Fall, daß der Motor gerade noch nicht überlastet wird. Jetzt wählt man zwischen den beiden nun bekannten Extremwerten des Belastungsmoments noch eine ausreichende Anzahl von Zwischenwerten, die man durch entsprechendes Verändern des Generatorlastwiderstands einstellt. Neben dem Lastmoment sind immer die zu diesem gehörende Drehzahl und der Ankerstrom abzulesen, so daß nach den Messungen mit Gl. (15) bis (17) die Werte P_{ab}, P_{auf} und η berechnet und in ein Koordinatenfeld entsprechend Bild 1.2 eingetragen werden können.

3. Steuerschaltungen für die Drehrichtung

Die Drehrichtung von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung ist nur von der Polarität der angelegten Ankerspannung abhängig. Ein Wechsel der Drehrichtung erfordert deshalb einen entsprechenden Polaritätswechsel der Ankerspannung. Eine solche Umpolung kann man recht einfach mit einem zweipoligen Umschalter verwirklichen. Soll der Polaritätswechsel und damit die Drehrichtungsumkehr aber auf Grund eines elektrischen Steuersignals ausgelöst werden, so läßt sich das nur mit einem Relais oder einer geeigneten elektronischen Steuerschaltung realisieren. Der folgende Abschnitt beschreibt Steuerschaltungen zur Drehrichtungsumkehr, die ausschließlich elektronisch, ohne die Verwendung von Relais, die gewünschten Funktionen erfüllen. Die Einsatzgebiete der vorgestellten Schaltungen sind die Modellelektronik und Anwendungen, bei denen mechanische Elemente mit Elektromotoren positioniert werden müssen.

3.1. Steuerschaltung für die Drehrichtung mit Transistoren vom gleichen Leitfähigkeitstyp

Bild 3.1 zeigt den Stromlaufplan einer Steuerschaltung für die Drehrichtung eines Gleichstrommotors, die, weil nur Transistoren des gleichen Leitungstyps notwendig sind, weit verbreitet ist. Mit dieser Schaltung, die im Brückenbetrieb arbeitet, lassen sich folgende Motorfunktionen realisieren: Stillstand, Drehrichtung links und Drehrichtung rechts. 2 positive Steuerspannungen, die den Eingängen E1 oder E2 zuzuleiten sind, lösen die genannten Funktionen aus. Liegt z. B. an beiden Eingängen keine Spannung, dann sperren die Transistoren T1 und T4. Durch die als Kollektorwiderstände verwendeten Lampen La1 und La2 fließt kein Strom, und die Transistoren T2 und T3 sind ebenfalls nichtleitend. Der Motor dreht sich nicht, weil seine beiden Anschlüsse auf gleichem Potential liegen. In diesem Schaltzustand ist der Stromverbrauch der Steuerschaltung gleich Null, wenn die Restströme der gesperrten Transistoren vernachlässigbar klein sind. Schaltet man

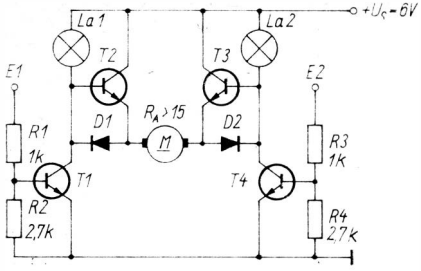


Bild 3.1
Steuerschaltung für die Drehrichtung mit Transistoren vom gleichen Leitfähigkeitstyp

nun z. B. an den Eingang E1 eine so große positive Steuerspannung, daß dadurch der Transistor T1 in den gesättigten Zustand übergeht, so liegt der mit dem Emitter von T2 verbundene Anschluß des Motors auf einer niedrigen positiven Spannung, die gleich der Summe aus der Kollektor-Emitter-Restspannung von T1 plus der Flußspannung der Diode D1 ist. Der Transistor T2 sperrt, weil sein Emitterpotential um den Wert der Flußspannung der Diode D1 positiver ist als sein Basispotential. Der Transistor T4 leitet nicht, weil E2 keine Steuerspannung erhält. Die Basis von T3 liegt über der Lampe La2 am positiven Pol der Speisespannung. Die Spannung am Emitter von T3 (T3 und auch T2 werden in Kollektorschaltung betrieben) ist deshalb stark positiv und nur um die Summe der Basis-Emitter-Spannung von T3 plus den durch den Basisstrom von T3 verursachten Spannungsabfall über der Lampe La2 geringer als die positive Speisespannung U_S. Für die Ankerspannung des Motors gilt deshalb:

$$U_A = U_S - U_{CE\,rest\,T1} - U_{F\,D1} - U_{BE\,T3} - R_{La2} I_{B\,T3}\,. \tag{18}$$

Der Gleichstrommotor dreht sich in der vorgegebenen Drehrichtung. Dabei fließt durch T3 der Ankerstrom und durch T1 die Summe aus dem Ankerstrom und dem Strom durch die Lampe La1. Die Drehrichtung wechselt, wenn die Steuerspannung am Eingang E2 anliegt und E1 keine positive Steuerspannung führt. Dann arbeitet T2 in Kollektorschaltung, und der leitende Transistor T4 verbindet über D2 den mit dem Emitter von T3 zu-

sammengeschalteten Motoranschluß mit dem Massepotential. Für die Ankerspannung des Motors gilt jetzt:

$$U_A = U_S - U_{CE\ rest\ T4} - U_{F\ D2} - U_{BE\ T2} - R_{La1} I_{B\ T2}\ . \tag{19}$$

Die Steuerspannungen an E1 und E2 müssen rechteckförmig sein, damit nie die Transistoren T1 und T2 bzw. T3 und T4 der beiden Brückenzweige gleichzeitig leitend sind. Es besteht also bei dieser Steuerschaltung nicht die Möglichkeit, die Drehzahl durch Variation der Steuerspannung zu verändern. Die Verlustleistungen der betreffenden Transistoren würden dann stark ansteigen, und es muß mit einer Zerstörung der Halbleiterbauelemente des betroffenen Brückenzweigs gerechnet werden. Erhalten z. B. durch Fehlbedienung beide Eingänge eine Steuerspannung, so leiten sowohl T1 als auch T4. Der Motor dreht sich in diesem Schaltzustand ebenfalls nicht, weil sich seine Anschlüsse auf dem gleichen Potential befinden. Der Stromverbrauch der Brückenschaltung ist aber erheblich größer als ohne Steuerspannungen, da jetzt beide Lampen an der Speisespannung liegen.

Gegenüber den im folgenden beschriebenen Steuerschaltungen mit komplementären Transistoren hat die Schaltung nach Bild 3.1 zwei Nachteile. Einmal kann entsprechend Gl. (18) und (19) die Ankerspannung nie gleich der Speisespannung werden. Der zu erwartende Spannungsverlust beträgt bei der Verwendung von Siliziumbauelementen etwa 1,5 V bis 2,0 V. Benutzt man ausschließlich Germaniumbauelemente, so verringert sich der Spannungsverlust etwa auf die Hälfte. Das sollte besonders bei kleinen Batteriespannungen beachtet werden. Die Transistoren kann man auch durch *Darlington*-Kombinationen ersetzen, wenn die Ankerströme des Motors das erfordern. Dadurch vergrößert sich aber bei T2 und T3 die Basis-Emitter-Spannung auf den doppelten Wert, so daß der Spannungsverlust weiter ansteigt.

Der zweite Nachteil ist die Bedingung, daß die Kollektorwiderstände der Transistoren T1 und T4 relativ niederohmig sein müssen. Als Kollektorwiderstände wurden Lampen, d. h. Kaltleiter, verwendet. Diese Maßnahme senkt den Stromverbrauch im Betriebsfall, also bei leitenden Brückenzweigen. Der Kollektorwiderstand von T1 sollte, wenn dieser Transistor sperrt, möglichst niederohmig sein, damit der durch den Basisstrom von T2 verursachte Spannungsabfall über dem Kollektorwiderstand mög-

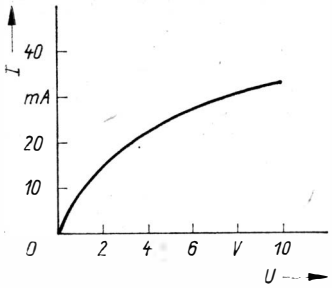


Bild 3.2
Strom-Spannungs-Kennlinie einer Glühlampe mit den Betriebswerten 24 V/50 mA

lichst klein wird. Dagegen ist ein hochohmiger Kollektorwiderstand wünschenswert, wenn T1 sich im leitenden Zustand befindet, weil dann der durch den Kollektorwiderstand fließende Strom einen Verluststrom darstellt. Es ist deshalb günstig, wenn man als Kollektorwiderstände solche mit nichtlinearer Strom-Spannungs-Kennlinie einsetzt. Als Bauelemente eignen sich z. B. Kaltleiter, die auch dem Amateur in Form von Glühlampen zur Verfügung stehen. Bild 3.2 zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinie einer Glühlampe mit den Betriebswerten 24 V/50 mV. Mit steigender Spannung über dem Metallfaden vergrößert sich dessen Widerstand. Diese Charakteristik ist für den vorgesehenen Anwendungsfall erforderlich.

Ist die Speisespannung der Steuerschaltung für die Drehrichtung nicht zu gering, dann können an Stelle der Lampen auch Konstantstromquellen genutzt werden. Keine weiteren zusätzlichen Bauelemente erfordern dabei Konstantstromzweipole, die mit SFET oder selbstleitenden MOSFET aufgebaut sind. Bild 3.3

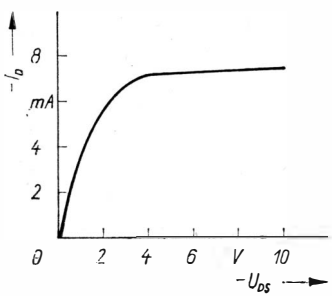
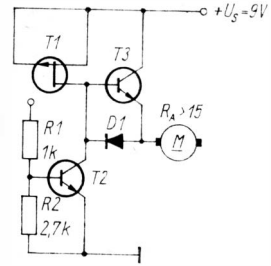
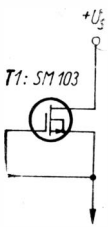


Bild 3.3
Ausgangskennlinie eines SFET bei $U_{GS} = 0$ V



T1: BFX 82
T2,T3: SF 127 D
D1: SY 320/1

Bild 3.4
Brückenzweig einer Steuerschaltung für die Drehrichtung



zur Basis T3
in Bild 3.4

Bild 3.5
Als Stromquelle geschalteter selbstleitender n-Kanal-MOSFET

zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinie des SFET T1, der in den Brückenzweigen der Steuerschaltung nach Bild 3.4 als Kollektorwiderstand für T2 arbeitet. Selbstleitende n-Kanal-MOSFET (z. B. *SM 103* und *SM 104*) können ebenfalls benutzt werden (Bild 3.5). Die verwendeten MOSFET oder SFET werden bei einer Gate-Source-Spannung von $U_{GS} = 0$ V auf möglichst hohen Drainstrom hin ausgesucht. Bei dieser Messung sollte die Drain-Source-Spannung etwa $U_{DS} = 5$ V betragen.

3.2. Steuerschaltung für die Drehrichtung mit komplementären Transistoren und 2 Speisespannungen

Komplementäre Transistoren eignen sich sehr gut für die Realisierung von Steuerschaltungen zur Drehrichtungsumkehr. Schaltungen mit komplementären Transistoren zeichnen sich einmal

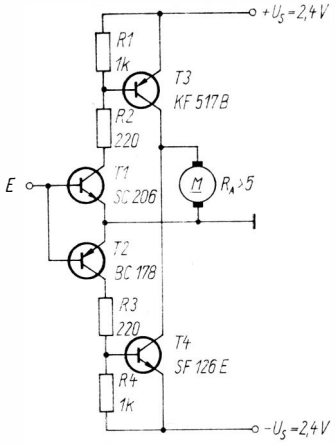


Bild 3.6
Steuerschaltung für die Drehrichtung mit komplementären Transistoren

durch einen extrem geringen Leistungsverbrauch bei Motorstillstand und zum anderen durch einen geringen Spannungsverlust im aktiven Betrieb aus. Bild 3.6 zeigt eine Steuerschaltung, die besonders in der Fernsteuertechnik von Modellen sehr oft verwendet wird. Es stehen 2 Speisespannungen zur Verfügung, so daß im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 3.1 nur ein aktiver Brükkenzweig notwendig ist. Solange die an den Eingang E anzulegende Steuerspannung, die je nach gewünschter Drehrichtung positiv oder negativ sein kann, kleiner als etwa 0,5 V ist, sperren alle Transistoren. Der Motor ist von beiden Versorgungsspannungen getrennt und steht. Überschreitet z. B. die positive Steuerspannung an E die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T1, so beginnt dieser zu leiten. Der Kollektorstrom von T1 fließt nahezu vollständig in die Basis des Transistors T3, der seinerseits zu leiten beginnt. Der Motor ist bei Sättigung von T3 zwischen Masse und der positiven Speisespannung $+U_{S1}$ geschaltet und dreht sich in der vorgegebenen Drehrichtung. Bei negativer Eingangsspannung sperren dagegen die Transistoren T1 und T3, und T2 und T4 leiten. Ist die Steuerspannung hinreichend groß, so sättigt T4, und als Ankerspannung wirkt die negative Speisespannung $-U_{S2}$. Die Ankerspannung hat bei Sättigung der Transistoren T3 bzw. T4 immer den Wert der entsprechenden Speisespannung, vermindert um den Betrag der Kollektor-

Emitter-Restspannung des leitenden Transistors. Die in den Transistoren entstehenden Verluste sind also erheblich geringer als die bei der Schaltung nach Bild 3.1; eine Verwendung von Siliziumtransistoren sollte immer angestrebt werden, weil deren Restströme sehr gering sind. Ein zusätzlicher Vorteil der eben beschriebenen Steuerschaltung besteht darin, daß eine Steuerung der Drehzahl mit entsprechend verringerter Steuerspannung am Eingang E möglich ist. Es muß aber beachtet werden, daß dann sehr schnell die Verlustleistungen der Transistoren T3 und T4 ansteigen, weil diese nicht mehr im Schalterbetrieb arbeiten. Sollte die Steuerschaltung dabei Schwingneigung zeigen, so schafft meist ein Kondensator von 47 nF Abhilfe, der zwischen Kollektor und Basis von T1 bzw. T2 zu schalten ist. Die Widerstände R2 und R3 begrenzen die Kollektorströme der Transistoren T1 und T2 auf einen zulässigen Grenzwert.

3.3. Steuerschaltung zur Drehrichtungsumkehr mit komplementären Transistoren in Brückenschaltung

Die Steuerschaltung nach Bild 3.6 erfordert 2 Speisespannungen oder zumindest eine Batterie mit Mittelanzapfung. Das ist manchmal ein Nachteil, den die nachstehend näher erläuterte Brückenschaltung nicht hat (Bild 3.7). Der zu steuernde Motor liegt im Querschnitt einer aus 4 Transistoren gebildeten Brückenschaltung, wobei jeweils 2 Transistoren zueinander komplementär sind. Erhalten die Eingänge E1 und E2 keine positiven Steuerspannungen, dann sperren zunächst die Treibertransistoren T3 und T4. Dadurch erhalten aber auch die eigentlichen Brückentransistoren keinen Basisstrom und sperren deshalb ebenfalls. Der Motor dreht sich nicht, und von den Restströmen der Transistoren hängt die Stromaufnahme der Schaltung ab. Wird z. B. dem Eingang E1 eine positive Steuerspannung zugeführt, dann leitet der Transistor T3, und infolgedessen wird auch T5 durchgesteuert. Der Kollektorstrom von T3 fließt fast vollständig in die Basis des Transistors T2, der dadurch auch aufgesteuert wird. Der Motor dreht sich in der vorbestimmten Drehrichtung. Im umgekehrten Fall, wenn die positive Steuerspannung an die Basis von T4 gelangt, dann leiten die Transistoren T4, T1 und T6, und die Drehrichtung wechselt. Zu beachten ist, daß — im Gegensatz zur Schal-

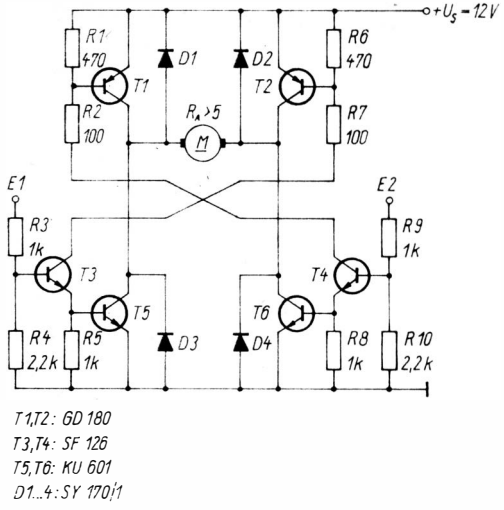


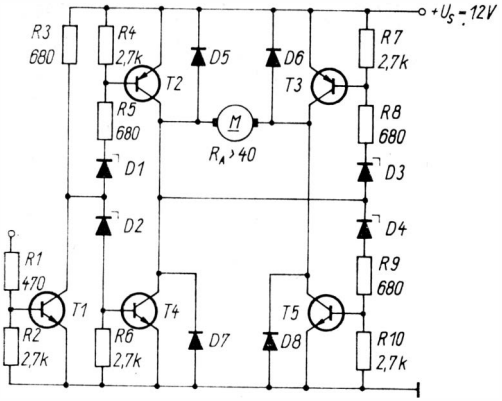
Bild 3.7 Steuerschaltung für die Drehrichtung mit komplementären Transistoren in Brückenschaltung

tung nach Bild 3.1— bei der Steuerschaltung gemäß Bild 3.7 niemals beide Eingänge E1 und E2 gleichzeitig mit Steuersignalen belegt werden dürfen. In einem solchen Fall würden alle Transistoren leiten, so daß mit deren Zerstörung gerechnet werden muß.

Parallel zu den Leistungstransistoren wurden bei dieser Steuerschaltung Dioden geschaltet, die normalerweise sperren. Solche Dioden begrenzen mögliche Überspannungen, die beim Abschalten der vorher leitenden Transistoren durch die Motorinduktivität entstehen können. Die Dioden D1 bis D4 sollten immer dann benutzt werden, wenn die Kollektor-Emitter-Spannung der schaltenden Transistoren nicht mehr als dreimal größer ist als die Speisespannung.

3.4. Steuerschaltung für die Drehrichtung in komplementärer Brückenschaltung mit nur einem Steuereingang

Nur einen Steuereingang erfordert die Steuerschaltung, deren Stromlaufplan in Bild 3.8 dargestellt ist. Das hat besonders dann



T1: SC 206
T2,T3: KF 517 B
T4,T5: SF 127 E
D1...4: SZX 21/7,5
D5...8: SY 200

Bild 3.8 Steuerschaltung für die Drehrichtung mit nur einem Steuereingang

einen Vorteil, wenn die Steuerschaltung zu einer Nachlaufschaltung gehört, wie sie im Abschnitt 4. näher beschrieben werden. Je nach Größe der positiven Steuerspannung kann der Motor wahlweise die Betriebszustände Stillstand, Rechtslauf oder Linkslauf einnehmen. Welcher dieser Fälle vorliegt, hängt vom Spannungspegel am Kollektor des Steuertransistors T1 ab. Ist die Spannung am Kollektor von T1 z. B. gleich der halben Speisespannung, dann sperren die beiden Z-Dioden D1 und D2. Dadurch erhalten aber die Transistoren T2 und T4 keinen Basisstrom und leiten deshalb nicht. Gleiches trifft für die Transistoren T3 und T5 zu, weil die Z-Dioden D3 und D4 ebenfalls sperren. Liegt dagegen keine Steuerspannung an der Basis des Transistors T1, so daß dieser sperrt, dann fließt durch die Z-Diode D2 ein Basisstrom in die Basis von T4. Der Widerstand R3 begrenzt diesen Strom. Das Kollektorpotential von T4 sinkt auf Werte ab, die erheblich kleiner sind als die halbe Speisespannung. Als Folge davon fließt über die dann leitende Z-Diode D3 ein Strom in die Basis von T3, wobei R8 den Basisstrom von T3 auf einen zulässigen Wert

limitiert. In diesem Fall leiten also die Transistoren T4 und T3 der komplementären Transistorbrücke, und der Motor dreht sich. Erreicht die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T1 dagegen so große Werte, daß seine Kollektor-Emitter-Spannung den Wert der halben Speisespannung soweit unterschreitet, daß die Z-Diode D1 leitet, so führt das zum Durchsteuern der Transistoren T2 und T5. Der Motor wechselt dann seinen Drehsinn. Die Dioden D5 bis D8 schützen die dazugehörigen Transistoren vor induktiven Überspannungen.

4. Nachlaufschaltungen mit Gleichstromkleinmotoren

Unter Nachlaufschaltungen sollen in diesem Abschnitt elektronische Schaltungen verstanden werden, die einen Gleichstrommotor solange mit Energie versorgen, bis dieser eine geeignete mechanische Einrichtung in gewünschter Weise verstellt hat. Zu diesem Zweck koppelt man den Motor über ein Getriebe mit einem Potentiometer. Der Widerstandswert des Potentiometers oder ein Bruchteil der von diesem abgegriffenen Spannung ist dann der Istwert der Winkelstellung der zu betätigenden mechanischen Einrichtung. Die elektronische Steuerschaltung vergleicht den Istwert mit dem von außen zugeführten Sollwert und leitet daraus die Ankerspannung für den Gleichstrommotor ab, deren Polarität und Größe der Differenz von Soll- und Iststellung der mechanischen Einrichtung proportional ist. Bevorzugtes Anwendungsgebiet solcher Nachlaufschaltungen sind fernbetätigte mechanische Stelleinrichtungen, wie sie bei ferngesteuerten Modellen auch im Amateurbereich häufig anzutreffen sind. Drehbare Antennen, deren Hauptempfangsrichtung direkt proportional der Stellung eines Potentiometers ist, sind ebenfalls Applikationsgebiete für Nachlaufsteuerungen. Schließlich können Schaltungen dieser Art auch zur Umsetzung z. B. von Spannungen in mechanische Größen benutzt werden, wie das für Registriergeräte erforderlich ist.

4.1. Nachlaufschaltung für kabelgesteuerte Modellfahrzeuge

Die Nachlaufschaltung gemäß Bild 4.1 eignet sich besonders für eine winkelproportionale Lenkeinrichtung in kabelgesteuerten Modellfahrzeugen. Der Motor ist zu diesem Zweck über ein Getriebe (Untersetzung 200:1) mit dem Potentiometer R6 mechanisch gekoppelt. Die Welle von R6 und die zu lenkenden Räder des Modellfahrzeugs sind über ein Gestänge miteinander verbunden, so daß die Stellung der Räder direkt proportional der zwischen den Punkten S und E des Potentiometers liegenden Span-

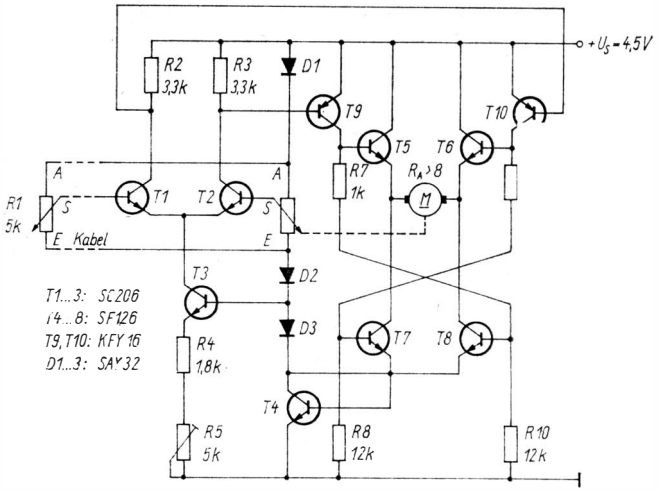


Bild 4.1 Nachlaufschaltung für kabelgesteuerte Modellfahrzeuge (Potentiometer an Basis T2: R6)

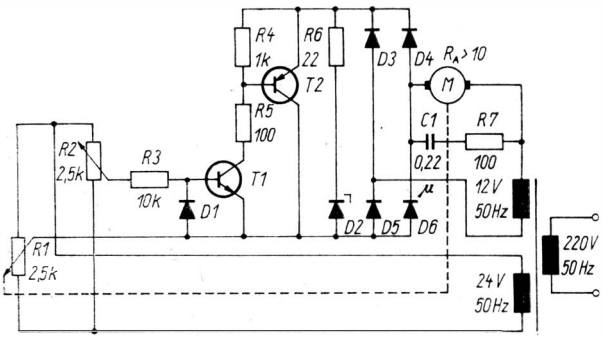
nung ist. Dieser Spannungsbruchteil stellt also den Istwert der Winkelstellung der lenkbaren Räder dar. Die Speisespannung der Nachlaufschaltung wurde auf $+U_S = 4{,}5$ V festgelegt, damit für Motor, Getriebe und Potentiometer R6 eine industriell gefertigte Rudermaschine genutzt werden kann. Die praktische mechanische Realisierung vereinfacht sich dadurch erheblich. Diese Baueinheit kann auch selbst gefertigt werden. Nähere Hinweise findet der Leser in [1] und [2], wo auf diese Problematik ausführlich eingegangen wird.

Dem mechanischen Sollwert der Nachlaufschaltung entspricht die Winkelstellung des Potentiometers R1. Elektrisch ist dieser Winkelstellung die Spannung zwischen S und E proportional. Das Potentiometer R1 befindet sich im Bedienteil, das über ein flexibles Kabel mit dem Modellfahrzeug verbunden ist. Zur Beschreibung der Arbeitsweise der Nachlaufschaltung soll zunächst angenommen werden, daß die Spannungen zwischen S und E bei beiden Potentiometern R1 und R6 gleich und damit auch die Winkelstellungen identisch sind. Die Regelschaltung befindet sich also im Ruhezustand, in der der Motor steht. Die an den Schleifern der Potentiometer meßbaren Gleichspannungen liegen an den

Eingängen eines Differenzverstärkers, der Soll- und Istwert vergleicht. Der Differenzverstärker besteht aus den Transistoren T1 und T2, deren Emitterströme die Konstantstromquelle mit T3 liefert. Diese Stromquelle ist so dimensioniert, daß der Differenzverstärker nur dann ein Ausgangssignal abgibt, wenn zwischen den beiden Eingängen (Basis von T1 und Basis von T2) eine Differenzspannung anliegt. Solange die an den Eingängen des Differenzverstärkers liegenden und auf Masse bezogenen Spannungen gleich sind, fließen in den Transistoren T1 und T2 auch identische Kollektorströme gleich dem halben Strom des Transistors T3. Der vom Transistor T3 gelieferte Konstantstrom läßt sich mit dem Widerstand R5 zwischen $I_{C\,T3} = 0{,}125$ und $I_{C\,T3} = 0{,}5$ mA verändern. R5 gleicht man so ab, daß bei identischen Eingangsspannungen an den Eingängen des Differenzverstärkers die Spannungsabfälle über den Kollektorwiderständen R2 und R3 kleiner sind als die Basis-Emitter-Schwellspannungen der Transistoren T9 und T10. Diese Transistoren sperren dann, und der Motor bleibt stromlos, weil alle anderen Transistoren der Umsteuerschaltung sich ebenfalls im gesperrten Zustand befinden. Wird jetzt z. B. das Potentiometer R1 in der Weise verstellt, daß an der Basis von T1 eine positivere Spannung als an der Basis von T2 anliegt, so steigt der Kollektorstrom des Transistors T1 an, während der von T2 entsprechend abfällt. Die Spannung über R2 wird schließlich größer als die Basis-Emitter-Schwellspannung von T9, der deshalb zu leiten beginnt. Damit fließt aber auch in den Transistoren T5 und T8 Kollektorstrom, und der Motor dreht sich. Der Ankerstrom fließt gleichzeitig durch den als Diode geschalteten Transistor T4. Der Ankerstrom erzeugt am Innenwiderstand des Transistors T4 einen zusätzlichen Spannungsabfall, wodurch sich mit dem Einsetzen des Motorstroms der Strom von T3 etwas vergrößert. Diese positive Rückkopplung bewirkt ein Kippverhalten der gesamten Nachlaufschaltung. Die Transistoren der Umsteuerschaltung arbeiten deshalb im Schalterbetrieb, so daß nur eine geringe Verlustleistung auftritt. Der Motor verstellt das Potentiometer R6 so lange, bis die Spannungen über den Teilwiderständen von R1 und R6 wieder identisch sind. In diesem Moment kippt die Nachlaufschaltung in ihre Ruhelage zurück. Die Abgleichgenauigkeit hängt von der Einstellung des Widerstands R5 ab und kann Werte von 3% erreichen, die für den geschilderten Anwendungsfall ausreichen.

4.2. 2 Nachlaufschaltungen für Wechselspannungsbetrieb

Die nachstehend beschriebenen Schaltbeispiele gehen auf eine Idee in [5] zurück und eignen sich besonders für Anwendungen, bei denen als Versorgungsspannung Netzwechselspannung zur Verfügung steht. Das ist in Modelleisenbahnanlagen (z. B. zur Steuerung einer Drehscheibe) und bei fernzusteuernden drehbaren Antennen der Fall. Beide Schaltbeispiele erfordern relativ wenig Halbleiterbauelemente zur Sicherung der gewünschten Schaltungsfunktion. Für den Betrieb der Nachlaufschaltung nach Bild 4.2 sind 2 Wechselspannungen notwendig, die einem Transformator entnommen werden. An der Wicklung w1 liegt in Reihe mit einem Brückengleichrichter der Motor. Solange der Brückengleichrichter nicht belastet wird, kann kein Ankerstrom fließen, und der Motor steht. Transistor T1 steuert Transistor T2, der die *Graetz*-Brücke belastet. Je nachdem, ob die Kombination aus T1 und T2 während der positiven oder der negativen Halbwellen leitend ist, fließt der Strom durch die Dioden D4 und D5 bzw. D6 und D3. Entsprechend wechselt der Motor seine Drehrichtung.



T1: SF128F
T2: GD180C
D1: SAY 32
D2: SZ 600/18
D3...6: SY 200

Bild 4.2 Nachlaufschaltung für Wechselspannungsbetrieb

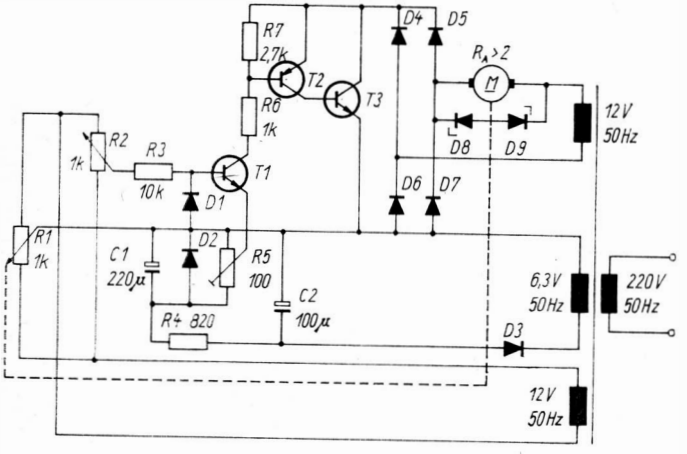
Der Motor wird dabei mit einem Halbwellenstrom gespeist, dessen Größe der Leitfähigkeit des Transistors T2 proportional ist.
Transistor T1 wird von einer Brückenschaltung aus den Potentiometern R1 und R2 gesteuert. Sie erhält ebenfalls als Speisespannung eine Wechselspannung. Die Stellung des Potentiometers R1 entspricht dem Istwert der Winkelstellung der zu verstellenden mechanischen Einrichtung. Zu diesem Zweck ist R1 über ein Getriebe mit dem Motor mechanisch gekoppelt. Mit dem Potentiometer R2 wird der Sollwert eingegeben. Wenn die Stellungen beider Potentiometer identisch sind, liegt zwischen den beiden Schleifern keine Wechselspannung. Die Kombination aus T1 und T2 wird nicht angesteuert, und der Motor bewegt sich nicht. Verstellt man jetzt das Sollwertpotentiometer, dann läßt sich zwischen den Schleifern von R1 und R2 eine Wechselspannung messen, deren Größe der Verstellung proportional ist. Die positiven Halbwellen dieser Wechselspannung steuern den Transistor T1 und damit auch T2 in den leitenden Zustand. Die negativen Halbwellen werden mit R3 und D1 zum Schutz der Basis-Emitter-Strecke von T1 auf die Flußspannung von D1 begrenzt. Da jetzt die Kombination T1 und T2 leitet, dreht sich der Motor so lange, bis dieser über das Getriebe R1 soweit verstellt hat, daß die Amplitude der positiven Halbwellen zu gering ist, um den Transistor T1 weiterhin im leitenden Zustand zu halten. Sollte ein Überschwingen — d. h. ein Hinauslaufen des Potentiometers R1 über den optimalen Abgleichpunkt — eintreten, so läßt sich das durch eine hohe Untersetzung zwischen Motor und Getriebe unterbinden. Es besteht auch die Möglichkeit, die Speisespannung der Potentiometerbrücke zu mindern. Allerdings sinkt bei dieser Methode die Abgleichgenauigkeit der Nachlaufeinrichtung. Es ist deshalb günstig, wenn man von vornherein eine solche Übersetzung vorsieht, die gerade die minimal erforderliche Nachlaufgeschwindigkeit sichert. Je nach der vorgenommenen Verdrehungsrichtung des Potentiometers R2 wechselt, bezogen auf die Phase der Halbwellenspannung am Emitter von T1, die Phasenlage der Wechselspannung an der Basis von T1 von 0° auf 180°. Damit sind beide Drehrichtungen möglich.
Auf Grund der Basis-Emitter-Schwellspannung des Transistors T1 von etwa $U_{BE\,T1} = 0{,}6$ V beginnt die Nachlaufschaltung gemäß Bild 4.2 erst dann zu arbeiten, wenn die positiven Halbwellen an der Basis von T1 diesen Spannungswert überschreiten. Die Steuer-

schaltung hat deshalb eine Hysterese, die, in Prozent vom Drehwinkel des Sollwertpotentiometers ausgedrückt, sich verringert, wenn die Speisespannung für die Potentiometer R1 und R2 ansteigt. Bezeichnet man den maximalen Drehwinkel mit α_{R2} und die effektive Speisespannung der Potentiometerbrücke mit U_{R2}, so ergibt sich für den prozentualen Abgleichfehler die Näherung:

$$\frac{\Delta\alpha_{R2}}{\alpha_{R2}} = \frac{U_{BE\,T1}}{U_{R2}} \cdot 100\,\% \cdot \tag{20}$$

Die Z-Diode D2 schützt den Leistungstransistor vor Induktionsspannungen des Motors.

Die in Bild 4.2 dargestellte Nachlaufschaltung hat entsprechend Gl. (20) eine Hysterese, die besonders bei kleiner Speisespannung für die Potentiometer R1 und R2 verhältnismäßig groß sein kann. Eine Verringerung der Hysterese bei vorgegebener Brückenspan-



T1: SF 128
T2: KFY 18
T3: KU 605
D1...3: SAY 12
D4...7: SY 200
D8,D9: SZ 900/20

Bild 4.3 Nachlaufschaltung für Wechselspannungsbetrieb mit verringerter Hysterese

nung ist durch Kompensation der Basis-Emitter-Schwellspannung des Transistors T1 nach Bild 4.2 möglich. Das Schaltbeispiel (Bild 4.3) zeigt einen Vorschlag. Diese Nachlaufschaltung arbeitet in gleicher Weise wie die in Bild 4.2 vorgestellte, und eine detaillierte Beschreibung der Funktion ist deshalb nicht erforderlich. Zur Kompensation der Basis-Emitter-Spannung von T1 liefert die Gleichrichterschaltung mit D3 und C2 eine negative Gleichspannung, die die Diode D2 auf den Wert ihrer Flußspannung begrenzt. Über dem Einstellwiderstand R5 liegt deshalb eine — bezogen auf die Anode von D1 — negative Spannung von etwa $-U_{\mathrm{F\,D2}} = 0{,}7$ V. Je nach der Stellung von R5 wird also die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T1 mehr oder weniger stark kompensiert. Bezeichnet man die Spannung zwischen dem Schleifer von R5 und der Anode von D1 als U_{komp}, so ergibt sich für die Hysterese der Nachlaufschaltung die Näherungsbeziehung:

$$\frac{\Delta\alpha_{\mathrm{R2}}}{\alpha_{\mathrm{R2}}} = \frac{U_{\mathrm{BE\,T1}} - U_{\mathrm{komp}}}{U_{\mathrm{R2}}} \cdot 100\,\% \cdot \tag{21}$$

4.3. Nachlaufschaltung für proportional arbeitende Fernsteueranlagen

Aufgabe der nachstehend beschriebenen Nachlauf- oder Servoschaltung ist es, die Zeitdauer des vom Sender der Fernsteueranlage gelieferten und im Empfänger dekodierten Kanalimpulses in eine entsprechende mechanische Weg- oder Winkeländerung umzusetzen. Die Nachlaufschaltung steuert dann Lenk- oder andere Einrichtungen am fernzusteuernden Modell. Die gesamte Anlage arbeitet dabei nach dem Proportionalitätsprinzip, bei dem mechanische Änderungen an den Steuerorganen des Senders entsprechende Änderungen im Modell bewirken.

Die Servoschaltung nach Bild 4.4 verarbeitet Kanalimpulse mit einer Breite von $t_{\mathrm{k}} = 1{,}6 \pm 0{,}5$ ms. Dabei entspricht $t_{\mathrm{k}} = 1{,}6$ ms der neutralen Lage der Stelleinrichtung, während der Größt- und der Kleinstwert von t_{k} jeweils die Endwerte darstellen. Die an E liegenden Kanalimpulse müssen TTL-gerecht sein und während der Zeit t_{k} L-Potential haben. Die Funktion der Nachlaufschaltung soll an Hand des Impulsplans (Bild 4.5) beschrieben werden.

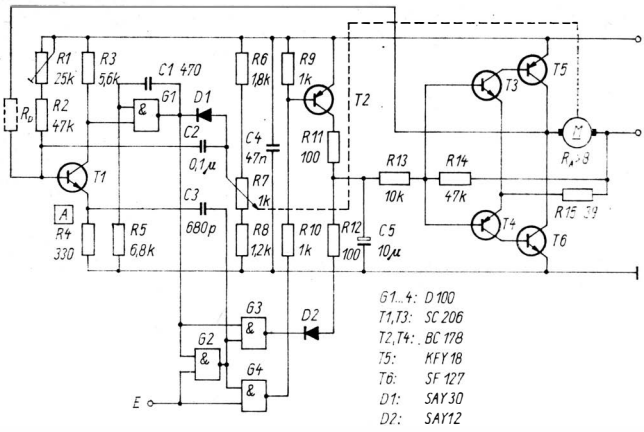


Bild 4.4 Nachlaufschaltung für proportional arbeitende Fernsteueranlagen

Grundsätzlich besteht die Servoschaltung aus einem monostabilen Multivibrator mit T1 und G1, einer Impulsvergleicherschaltung mit G2 bis G4 und T2 sowie einer Steuerschaltung für die Drehrichtung mit den Transistoren T3 bis T6. Zu Beginn eines jeden

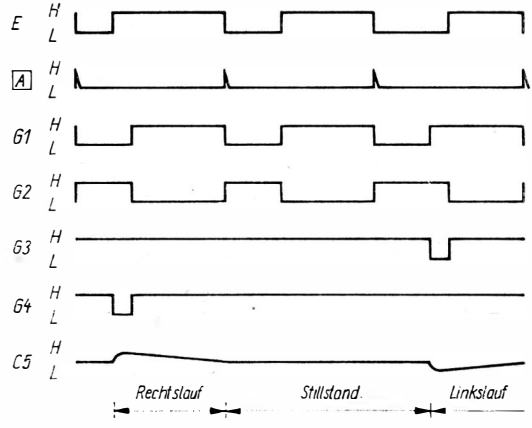


Bild 4.5 Impulsplan für die Schaltung nach Bild 4.4

Kanalimpulses (dessen Pegel bewegt sich dabei von H- in Richtung L-Potential) befindet sich der monostabile Multivibrator in seiner Ruhelage. Der Transistor T1 leitet in diesem Fall, und der Ausgang des Gatters G1 führt H-Potential. Mit der Vorderflanke des Eingangsimpulses schaltet der Ausgang des Gatters G2 auf H-Pegel um. Diesen Spannungssprung differenziert der Kondensator C3, so daß mit dem dadurch erzeugten positiv gerichteten Spannungsimpuls der monostabile Multivibrator im Emitterkreis von T1 getriggert wird. Der Ausgang des Gatters G1 springt auf L-Potential. Die Spannung, auf die der Kondensator C2 (er bestimmt die Kippdauer t_m des Monovibrators) aufgeladen wurde, sperrt den Transistor T1. Dieser Sperrzustand dauert so lange an, bis die Umladung des Kondensators über die Widerstände R1 und R2 beendet ist. Das Zurückkippen setzt ein, wenn die Spannung an der Basis des Transistors T1 wieder positive Werte erreicht, bei denen T1 zu leiten beginnt. Die Kippzeit des monostabilen Multivibrators hängt außer von den Werten der Bauelemente C2, R1 und R2 auch von der Spannung ab, auf die C2 vor dem Triggern aufgeladen wurde. Diese Spannung läßt sich mit R7 verändern. Das Potentiometer R7 ist über ein Getriebe mechanisch mit dem Motor gekoppelt und Bestandteil eines Spannungsteilers. Die Werte der Widerstände R6 und R8 sind so zu wählen, daß in Abhängigkeit von der Toleranz des Wertes von R7 die Spannung am Schleifer von R7 zwischen den Werten $U_{Sch} = 1{,}2$ V und $U_{Sch} = 2{,}4$ V bei einer Speisespannung von $U_S = 4{,}8$ V eingestellt werden kann. Für die Kippzeit des monostabilen Multivibrators gilt die Beziehung:

$$t_m = (R_1 + R_2)\, C_2 \ln \frac{U_S + U_{Sch\,R6} - U_{BE\,T1} - U_{F\,D1}}{U_S - U_{F\,D1}}. \tag{22}$$

Ist, wie in Bild 4.5 zunächst angenommen, der Kanalimpuls kürzer als die Kippzeit des Monovibrators, so liegt für die Dauer der Differenzzeit der Ausgang des Gatters G4 auf L-Potential. Der Transistor T2 leitet in dieser Zeit und lädt über den Schutzwiderstand den Kondensator C5 auf eine positive Spannung auf, die größer ist als die halbe Speisespannung der Servoschaltung. Die Spannung über C5 wird schließlich so groß, daß der Transistor T3 leitet und damit in T5 ein Basisstrom fließt. Der Kollektorstrom von T5 läßt den Motor anlaufen, der R7 so lange in

Richtung kleinerer Schleiferspannung verstellt, bis t_m gleich t_k ist. Im entgegengesetzten Fall schaltet während der Differenzzeit das Gatter G3 auf L-Pegel. Über D2 und den Schutzwiderstand R12 entlädt sich der Kondensator C5. Diese Entladung dauert so lange, bis durch die schließlich leitenden Transistoren T4 und T6 der Motor das Potentiometer R7 in Richtung größerer Schleiferspannung und damit längerer Kippzeit des monostabilen Multivibrators verstellt hat. Sind die Zeiten t_k und t_m identisch, dann baut sich über C5 eine Gleichspannung auf, deren Wert etwa gleich der halben Speisespannung ist. Die Transistoren der Brückenschaltung sperren dann, und es fließt kein Strom durch den Motor.

Zur Unterbindung von Regelschwingungen (sie erhöhen erheblich die Stromaufnahme, da dabei das Potentiometer R7 ständig um seine Soll-Lage hin- und herpendelt) ist eine elektronische Dämpfung vorgesehen. Diese wird mit R_D verwirklicht. R_D koppelt einen Teil der Ankerspannung auf den monostabilen Multivibrator

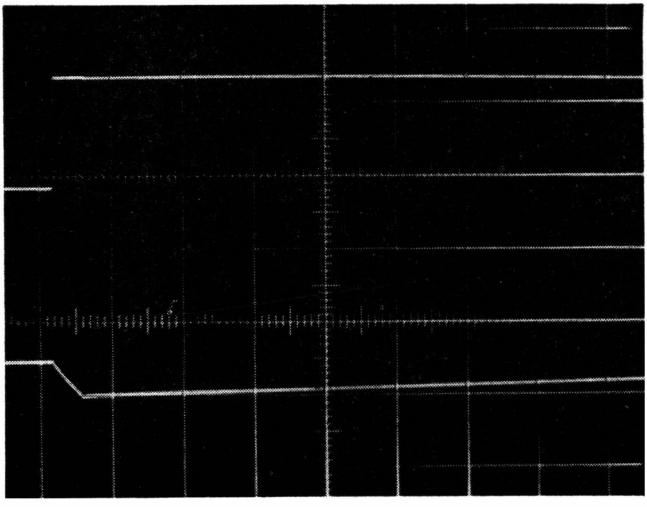


Bild 4.6 Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 4.4. Oben: Impuls am Ausgang von G1; unten: Spannungsverlauf über C5 bei Linkslauf

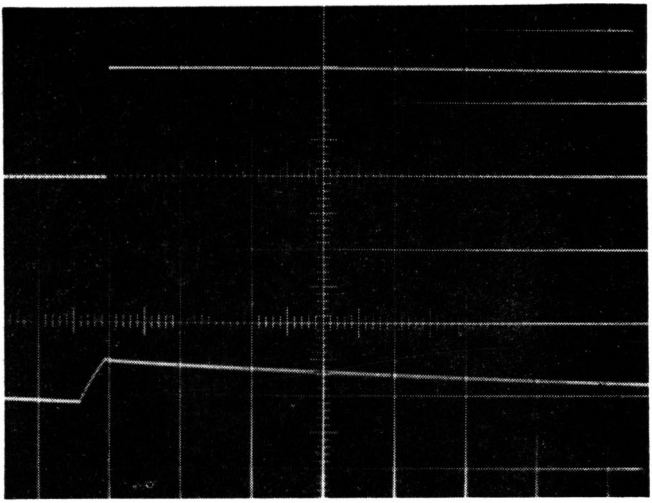


Bild 4.7 Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 4.4. Oben: Impuls am Ausgang von G1; unten: Spannungsverlauf über C5 bei Rechtslauf

zurück, so daß der Motor langsam in seine Ruhelage hineinläuft. R_D muß experimentell ermittelt werden, typische Werte liegen zwischen $R_D = 300\,k\Omega$ bis $R_D = 1\,M\Omega$. Die Oszillogramme in Bild 4.6 und 4.7 zeigen den Impulsverlauf am Ausgang von G1 und über C5. Weiter sei auf Bild 4.10 bis 4.12 des Abschnitts 4.4. hingewiesen, die die Impulsverläufe des monostabilen Multivibrators darstellen.

4.4. Digital arbeitende Nachlaufschaltung für Proportionalfernsteueranlagen

Die Nachlauf- oder Servoschaltung gemäß Bild 4.4 hat einen Nachteil, der sich besonders dann auswirkt, wenn die Differenz zwischen Soll- und Istwert klein ist und gleichzeitig ein Motor mit relativ schlechtem Anlaufverhalten vorliegt. Bei geringen Differenzen zwischen Soll- und Istwert hat nämlich auch der Ankerstrom entsprechend kleine Werte. Ein korrekter Nachlauf findet

deshalb nur statt, wenn der Motor schon bei sehr geringen Ankerspannungen sicher anläuft. Da man vielfach nicht immer über geeignete Präzisionsmotoren verfügt, läßt sich diese Bedingung nicht immer voraussetzen. In solchen Fällen kann die nachstehend beschriebene digital arbeitende Nachlaufschaltung Verbesserungen bringen. Der Vorteil dieses Schaltungsprinzips besteht darin, daß der Motor bei einer Differenz zwischen Kanalimpulsdauer und Kippzeit des internen monostabilen Multivibrators der Servoschaltung immer mit der maximal möglichen Ankerspannung betrieben wird.

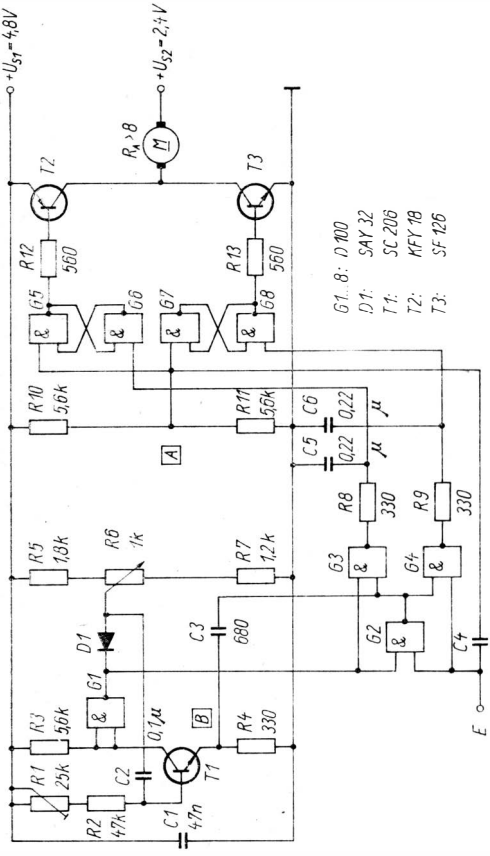


Bild 4.8 Digital arbeitende Nachlaufschaltung für Proportionalfernsteueranlagen

Die Nachlaufschaltung entsprechend Bild 4.8 verarbeitet Kanalimpulse mit einer Breite von $t_k = 1{,}6 \pm 0{,}5$ ms. Ein Vergleich der Bilder 4.4 und 4.8 zeigt den identischen Aufbau der Baugruppen monostabiler Multivibrator mit T1 und G1 und Impulsvergleicher mit den Gattern G2 und G4. Der einzige Unterschied zwischen beiden Schaltungen besteht in der Verarbeitung der Differenzimpulse. In der Schaltung nach Bild 4.4 wurden die Signale durch Integration der Differenzimpulse analog verarbeitet, während die Differenzimpulse bei der Schaltungsvariante nach Bild 4.8 digital, mit 2 RS-Flip-Flop, weiterverarbeitet werden.

Unter Zuhilfenahme des Impulsplans (Bild 4.9) soll die Funktion dieser Servoschaltung näher erläutert werden. Mit der von H-Pegel in Richtung L-Pegel schaltenden Vorderflanke der Kanalimpulse kippt der monostabile Multivibrator in seine Arbeitslage. Der Ausgang des Gatters G1 führt dann L-Potential. Gleichzeitig erzeugt die Differenzierschaltung mit den Bauelementen C4, R10 und R11 zum Zeitpunkt der Vorderflanke des Kanalimpulses einen kurzen L-Impuls, der die beiden Speicher-RS-Flip-Flop aus den Gattern G5 und G6 bzw. G7 und G8 setzt. Diese RS-Flip-Flop steuern direkt die Transistoren, die den Anker des Stellmotors entweder an die positive oder an die negative Speisespannung schalten. Der L-Impuls zu Beginn des Kanalimpulses stellt die beiden RS-Flip-Flop so, daß der Ausgang des Gatters G5 H-Potential und der Ausgang von G8 L-Pegel führen. In beiden Fällen sperren die den eben genannten Gatterausgängen folgenden Transistoren, und der Motor steht.

Ist, wie zunächst in Bild 4.9 angenommen, die Dauer des Kanalimpulses geringer als die Kippzeit des monostabilen Multivibrators, so schaltet nach dem Ende des Kanalimpulses der Ausgang des Vergleichsgatters G4 von vorher H-Potential in Richtung L-Potential. Das RC-Glied mit R9 und C6 leitet diesen Pegel dem zweiten Stelleingang des RS-Flip-Flop aus G7 und G8 zu. Das RS-Flip-Flop schaltet deshalb am Ausgang von G8 auf H-Potential. Dadurch leitet der Transistor T3, und der Motor läuft in Linksrichtung. Rechtslauf ergibt sich in entsprechender Weise, wenn der Kanalimpuls länger ist als die Kippzeit des internen Monovibrators der Servoschaltung. In diesem Fall schaltet für die Dauer der Zeitdifferenz der Ausgang des Gatters G3 in Richtung L-Pegel, den das RC-Glied mit R8 und C5 dem Stelleingang des RS-Flip-Flop aus G5 und G6 zuleitet. Dieses kippt dadurch in

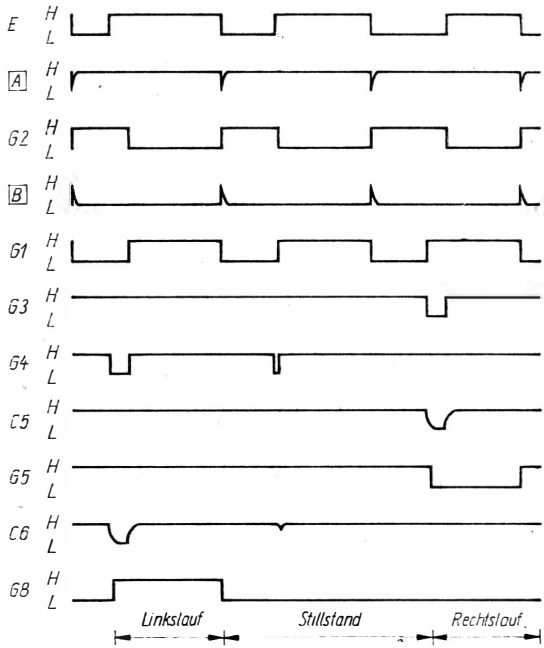


Bild 4.9 Impulsplan für die Schaltung nach Bild 4.8

die Lage, bei der der Ausgang des Gatters G5 L-Potential führt. Transistor T2 erhält Basisstrom, und der Anker des Motors wird an die positive Speisespannung geschaltet. Aus der bisherigen Funktionsbeschreibung ist ersichtlich, daß die Transistoren T2 und T3 grundsätzlich immer vollständig leiten. Sie arbeiten im Schalterbetrieb. Das hat den Vorteil, daß der Motor immer, auch bei sehr kleinen Regelabweichungen, sofort mit der maximal möglichen Ankerspannung betrieben wird. Diese Arbeitsweise sichert ein ausgezeichnetes Anlaufverhalten der Servoschaltung auch bei nur schmalen Differenzimpulsen.

Eine besondere Bedeutung für eine korrekte Arbeitsweise kommt den beiden RC-Gliedern R8, C5 und R9, C6 zu. Die Servoschaltung nach Bild 4.8 hat eine sehr hohe Auflösung. Die Vergleicherschaltung mit den Gattern G2 und G4 reagiert noch auf Differenzen zwischen den zu vergleichenden Impulsen bis herab zu we-

nigen 10 ns. Ohne die erwähnten RC-Glieder würde der Motor auch bei so geringen Impulsdifferenzen die volle Ankerspannung erhalten. Das ist aber aus mehreren Gründen nicht erwünscht. Die mechanischen Möglichkeiten erlauben keine so hohe Auflösung, so daß der Motor ständig zwischen Rechts- und Linkslauf umschalten würde. Außerdem bestünde die Gefahr von Regelschwingungen. In beiden Fällen würde der Stromverbrauch unnötigerweise stark ansteigen. Durch die RC-Glieder erhält man ein elektronisches Spiel in der Nachlaufschaltung. Solange die Dauer der Differenzimpulse an den Gatterausgängen von G3 und G4 kürzer als $t_d = 50\,\mu s$ ist, werden die den RC-Gliedern folgenden RS-Flip-Flop nicht gestellt. Erst wenn die Dauer der Differenzimpulse größer ist als der eben genannte Wert, dann kippen die RS-Flip-Flop in ihre Arbeitslage. Eingestellt wird die Dauer des elektronischen Spiels mit den Kondensatoren C5 und C6. Bevor die Gatter G3 und G4 für die Dauer des Differenzimpulses auf L-Potential schalten, liegen die Ausgänge dieser Gatter auf H-Potential von größer als $U_{OH} = 2{,}4$ V. Auf diesen Spannungswert sind die Kondensatoren C5 und C6 aufgeladen. Nach dem Umschalten der Gatterausgänge auf L-Potential müssen C5 bzw. C6 zunächst entladen werden. Erst wenn die Spannung über C5 bzw. C6 unter die Umschaltspannung der Gatter G6 bzw. G8 von etwa $U_U = 1{,}5$ V abgesunken ist, schalten die RS-Flip-Flop in ihre Arbeitslage um. Für die genaue Einstellung des elektronischen Spiels ist ein Oszilloskop notwendig, mit dem man die Dauer der Differenzimpulse an den Ausgängen von G3 und G4 ermitteln kann, bei denen der Motor gerade noch nicht eingeschaltet wird. Kleinere Widerstands- und Kondensatorwerte für R8 und R9 bzw. C5 und C6 bewirken eine Verringerung des elektronischen Spiels. Größere Kondensatorwerte haben ein größeres Spiel zur Folge. Die Widerstände R8 und R9 dürfen keine höheren Werte als angegeben aufweisen, weil sonst das korrekte Umschalten der Steuer-Flip-Flop nicht mehr gewährleistet werden kann. Auf eine ausführliche Beschreibung des monostabilen Multivibrators kann verzichtet werden, da dessen Arbeitsweise identisch mit der in der Nachlaufschaltung nach Bild 4.4 ist. Für die Berechnung der Kippzeit gilt wieder Gl. (22). Abschließend noch ein Hinweis auf Bild 4.10 bis 4.14; aus ihnen sind die Impulsverläufe an wesentlichen Punkten der beschriebenen Servoschaltung zu ersehen.

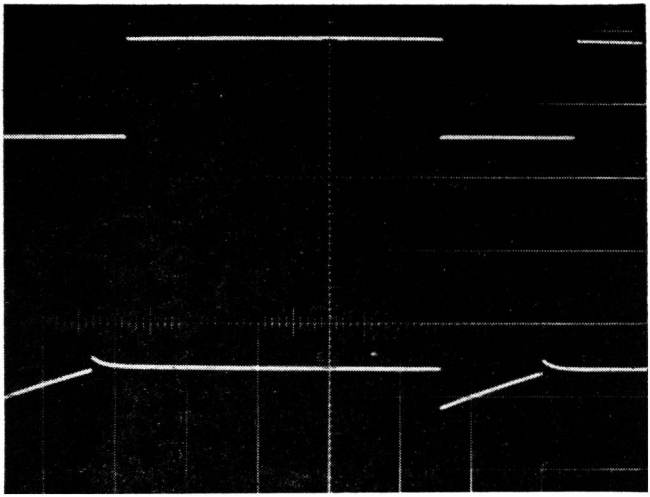


Bild 4.10 Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 4.8. Oben: Eingangsimpulse an E; unten: Spannungsverlauf an der Basis des Transistors T1

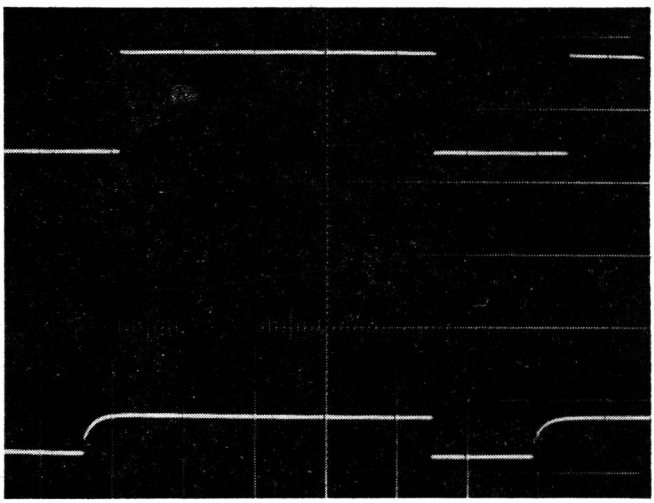


Bild 4.11 Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 4.8. Oben: Eingangsimpulse an E; unten: Spannungsverlauf an der Anode von D1

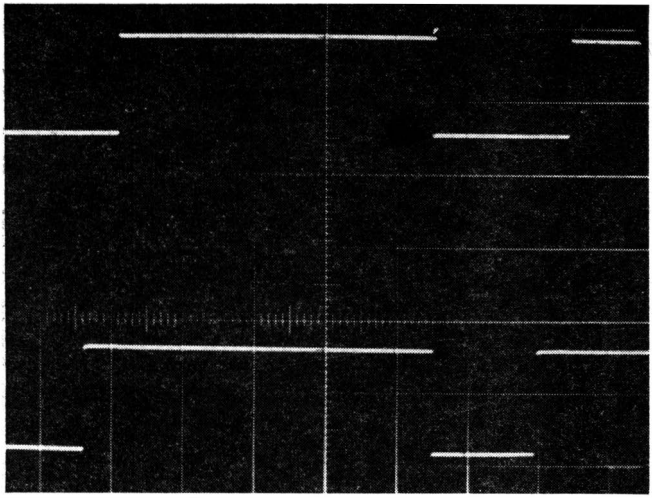


Bild 4.12 Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 4.8. Oben: Eingangsimpulse an E; unten: Impulse am Ausgang des Gatters G1

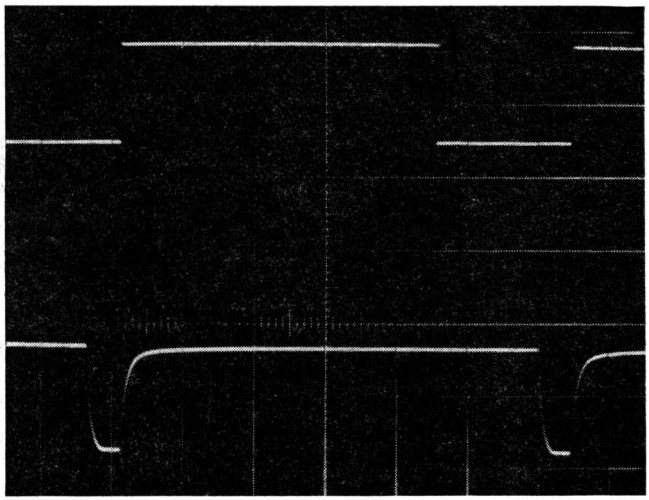


Bild 4.13 Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 4.8. Oben: Eingangsimpulse an E; unten: Spannungsverlauf über C5 bei großer Abweichung zwischen Soll- und Istwert

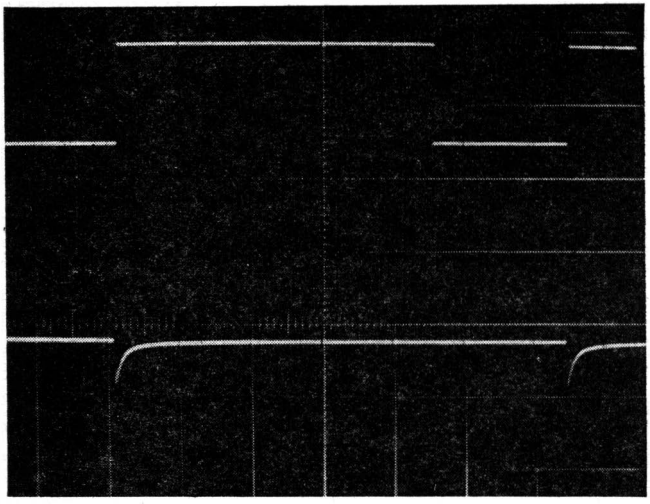


Bild 4.14 **Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 4.8. Oben: Eingangs**impulse an E; unten: Spannungsverlauf über C5 bei Identität von Soll- und Istwert

5. Steuerschaltungen für die Drehzahl von Gleichstromkleinmotoren

Viele Anwendungen von Gleichstromkleinmotoren erfordern eine Möglichkeit zur Steuerung der Drehzahl des Motors. Es sei besonders auf Antriebe von einfachen Maschinen (z. B. Leiterplattenbohrmaschine) und auf die Antriebsmotoren von Modellfahrzeugen hingewiesen. Die im folgenden näher beschriebenen Steuerschaltungen für die Drehzahl verändern die Ankerspannung des Gleichstrommotors in Abhängigkeit von einem elektrischen Steuersignal. Die Steuerschaltungen ermöglichen keinen Ausgleich der durch Last- oder Speisespannungsänderungen begründeten Drehzahlschwankungen. Regelschaltungen dieser Art findet der Leser in Abschnitt 6.

5.1. 2 elektronische Steuerschaltungen für die Drehzahlsteuerung von Motoren in Modelleisenbahnanlagen

Modelleisenbahnen werden mit Gleichspannung betrieben. Die Fahrgeschwindigkeit wird im allgemeinen durch die Änderung der Ankerspannung des Triebfahrzeugmotors verändert. Zu diesem Zweck versieht man den Transformator, der die Speisespannung liefert, mit mehreren Anzapfungen, an die mit einem Stufenschalter der Gleichrichter angeschaltet wird. Bei handelsüblichen Transformatoren ist diese Methode weniger geeignet, da die erforderlichen Anzapfungen bei diesen Transformatoren meist nicht vorhanden sind. Als Ausweg bietet sich eine elektronische Steuerung an. Zwei Varianten werden nachstehend näher beschrieben. Bild 5.1 zeigt eine einfache Möglichkeit zur Erzeugung einer veränderlichen Ankerspannung. Der Brückengleichrichter mit den Dioden D1 bis D4 liefert eine Halbwellenspannung, mit der die *Darlington*-Folgerstufe aus den Transistoren T1 und T2 versorgt wird. Der Lastwiderstand (Motor des Triebfahrzeugs) liegt im Emitterkreis der Folgerstufe. Solange sich das Potentiometer R1 in Mittelstellung befindet, erhält die Folgerstufe keine Basisspannung, und die Transistoren T1 und T2 bleiben im nichtleitenden Zustand. Bewegt man das Potentiometer R1 dagegen aus

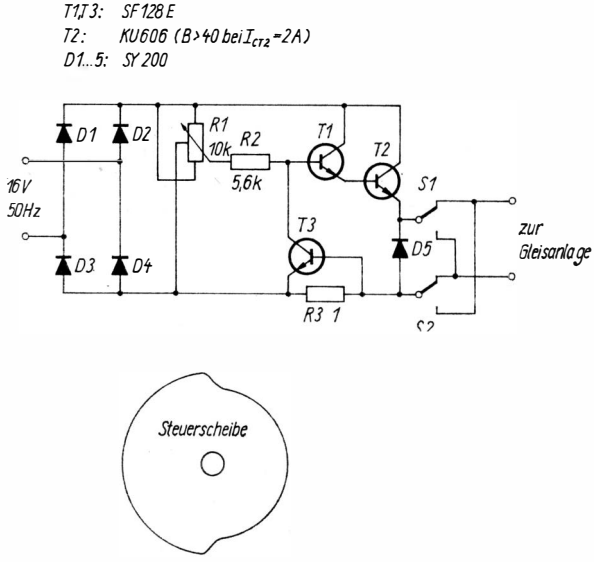
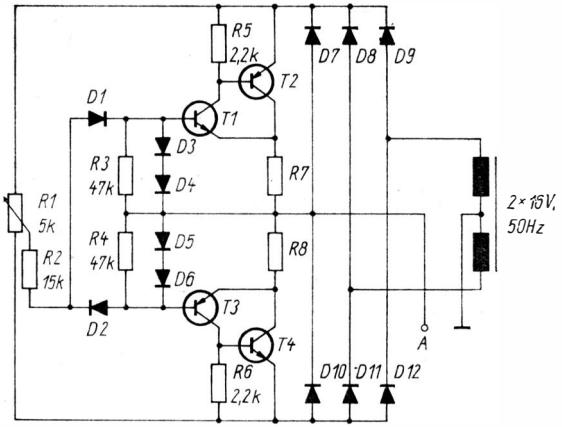


Bild 5.1 Steuerschaltung zur Drehzahlsteuerung von Motoren in Modellbahnanlagen

der Mittelstellung, so kann die positive Halbwellenspannung an der Basis von T1 von Null bis zum Maximalwert variiert werden. Die Ankerspannung des Motors ist dann gleich dem Spitzenwert der Halbwellenspannung an der Basis von T1 vermindert um die Summe der Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T1 und T2.

Auf der Achse des Potentiometers R1 wurde eine Steuerscheibe befestigt. Diese Scheibe betätigt die beiden Mikroschalter S1 und S2, die dann umschalten, wenn das Potentiometer über die Mittelstellung hinaus bewegt wird. Mit den Mikroschaltern werden die Ankerspannung umgepolt und damit die Drehrichtung umgekehrt. Ein Potentiometer mit Mittelanzapfung, die Steuerscheibe und die Schalter S1 und S2 sichern also eine Bedienbarkeit der Steuereinrichtung, wie es der Benutzer von üblichen Steuereinrichtungen für Modellbahnen gewöhnt ist. Durch den Transistor T3 wird die Steuerschaltung kurzschlußfest. Übersteigt der Spitzenwert des Halbwellenstroms den Wert $I_A = 2$ A, dann



D1,D2: SAY 12
D3...6: SAL 41
D7..12: SAY 200
T1: SF127
T2: KD 615
T3: KFY 16
T4: KU 605

Bild 5.2 Steuerschaltung zur Drehzahlsteuerung von Motoren in Modellbahnanlagen mit elektronischer Drehrichtungsumkehr

leitet T3. Dadurch verringert sich die Basisspannung von T1 gerade soweit, daß der genannte Stromwert nicht überschritten werden kann. Für T2 ist ein Kühlblech von 5 dm² erforderlich, damit die Steuerschaltung dauerkurzschlußfest ist.

Manchmal stört der mechanische Aufwand für die Steuerscheibe, und man möchte eine rein elektronisch arbeitende Drehrichtungsänderung realisieren. Bild 5.2 zeigt einen entsprechenden Schaltungsvorschlag. Die Zweiweg-Gleichrichter mit den Dioden D8 und D9 sowie D11 und D12 liefern eine positive bzw. negative Halbwellenspannung, die die 2 komplementären *Darlington*-Stufen mit T1 und T2 sowie T3 und T4 versorgen. Befindet sich der Schleifer des Potentiometers am Punkt A, dann leitet die Kombination aus T1 und T2, und der Motor des Triebfahrzeugs dreht sich in festgelegter Richtung. Verstellt man dagegen den Schleifer von R1 in Richtung E, so leitet die *Darlington*-Kombi-

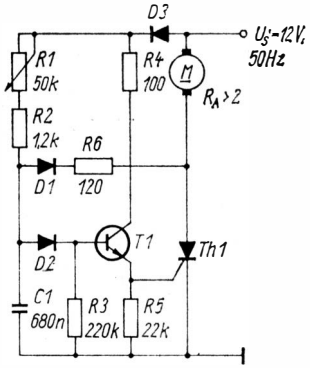
nation mit den Transistoren T3 und T4, und der Motor wechselt seinen Drehsinn. Die Dioden D1 und D2 verhindern das Überschreiten der zulässigen Basis-Emitter-Sperrspannung, wenn die betreffende *Darlington*-Kombination gesperrt ist. Die Bauelemente D3, D4 und R7 sowie D5, D6 und R8 begrenzen den Strom im Kurzschlußfall. Die Spannung zwischen dem Verbindungspunkt der Widerstände R7 und R8 und der Basis von T1 kann z. B. nicht größer als die Summe der Flußspannungen der Dioden D3 und D4 werden. Für den größtmöglichen Spitzenstrom durch T2 gilt deshalb die Näherung:

$$I_{\mathrm{C\ T2\ max}} = \frac{U_{\mathrm{F\ D3}} + U_{\mathrm{F\ D4}} - U_{\mathrm{BE\ T1}}}{R_7} \,. \tag{23}$$

Eine analoge Näherung gilt für die Kombination mit den Transistoren T3 und T4. Die Werte der Widerstände R7 und R8 wurden so gewählt, daß der Spitzenwert des Ausgangsstroms den Wert $I_A = 2$ A nicht übersteigt. Die Steuerschaltung ist dauerkurzschlußfest, wenn man T2 und T4 jeweils auf einem 2 mm starken Aluminiumkühlblech mit einer Fläche von etwa 5 dm² montiert.

5.2. 2 Steuerschaltungen mit Thyristoren als Stellglied

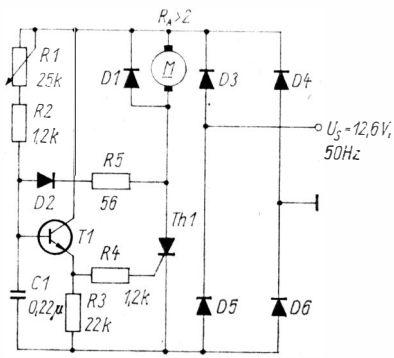
Liegt fest, daß der Kleinmotor ausschließlich über einen Transformator aus dem Wechselspannungsnetz versorgt wird, so können mit Thyristoren einfache Steuerschaltungen für die Drehzahl realisiert werden. Bild 5.3 und 5.4 stellen 2 Schaltungsmöglichkeiten dar. Im Beispiel nach Bild 5.3 liegt der Kleinmotor als Lastwiderstand im Anodenkreis des Thyristors Th1. Dieser arbeitet als gesteuerter Einweggleichrichter. Während der negativen Halbwelle sperrt der Thyristor, und es kann kein Ankerstrom fließen. Der Thyristor kann gezündet werden, wenn seine Anodenspannung positiv ist. Nach der Zündung des Thyristors fließt für die restliche Dauer der positiven Halbwelle Strom durch den Anker des Motors. Mit dem Nulldurchgang der Speisespannung löscht der Thyristor, und er muß bei der folgenden Halbwelle erneut gezündet werden. Der Zeitpunkt, bei dem der Thyristor innerhalb einer jeden Halbwelle gezündet wird, hängt von der Größe der mittleren Ankerspannung ab. Erfolgt die Zündung



T1: SF 128
Th1: ST103/1
D1,D3: SY200
D2: SAY12

Bild 5.3
Steuerschaltung für die Drehzahl eines Kleinmotors mit Thyristor als Stellglied

gleich zu Beginn einer jeden positiven Halbwelle, so ergibt sich eine große mittlere Ankerspannung. Zündet der Thyristor dagegen zeitverzögert zum Beginn der positiven Halbwelle, so verringert sich die mittlere Ankerspannung.
Zur Zündung des Thyristors muß man an dessen Zündelektrode



D1...6: SY 200
Th1: ST 103/1
T1: SF 128

Bild 5.4
Schaltung zur Drehzahlsteuerung von Gleichstromkleinmotoren

eine auf die Katode bezogene positive Spannung zwischen 1,5 V und 3 V anlegen. Bei den Schaltungen nach Bild 5.3 und 5.4 wurde eine einfache Wechselspannungszündung gewählt. Im Vergleich zur Impulszündung ist der Bauelementeaufwand bei einer Wechselspannungszündung erheblich geringer. Die Steuerschaltung (Bild 5.3) arbeitet folgendermaßen: Während der Dauer de negativen Halbwelle wird der Kondensator C1 über Diode D1 und Widerstand R6 auf nahezu den Spitzenwert der negativen Halbwelle aufgeladen. Diode D2 schützt dabei die Basis-Emitter-Diode des Transistors T1 vor zu großer Sperrspannung. Mit Beginn der positiven Halbwelle erhalten T1, R1 und R2 positive Speisespannung durch den Gleichrichter D3. Jetzt setzt eine Umladung des Kondensators C1 über die Widerstände R1 und R2 ein. Dabei wird C1 zunächst entladen und dann mit positiver Spannung aufgeladen. Erreicht die Spannung über C1 den Wert $U_{C1} = 1{,}2$ V, so beginnt der Transistor T1 zu leiten. Dadurch steigt bei weiterer Aufladung von C1 die Emitterspannung von T1 in positiver Richtung an. Der Thyristor Th1 zündet, wenn die Spannung am Emitter von T1 soweit positiv ist, daß in die Zündelektrode von Th1 ein hinreichender Zündstrom fließen kann. Nach der Zündung entlädt sich der Kondensator C1 über D1 und R6. Innerhalb der folgenden negativen Halbwelle lädt sich C1 dann wieder auf eine hohe negative Spannung auf, und die beschriebenen Vorgänge beginnen von vorn.

Die Einstellung des Potentiometers R1 bestimmt den Zündzeitpunkt von Th1. Bei dem kleinsten Widerstandswert lädt sich der Kondensator C1 entsprechend schnell um. Die Zündung des Thyristors setzt deshalb kurz nach Beginn der positiven Halbwelle ein. Große Widerstandswerte verlangsamen die Umladung, so daß der Thyristor erst am Ende der positiven Halbwelle leiten kann.

Im Gegensatz zur Steuerschaltung nach Bild 5.3 arbeitet die Schaltung gemäß Bild 5.4 nicht als gesteuerter Einweggleichrichter. Thyristor Th1, in dessen Anodenkreis wieder der Kleinmotor liegt, wird mit einer positiv gerichteten Halbwellenspannung mit einer Frequenz von $f = 100$ Hz versorgt. Die Funktion kann folgendermaßen kurz erläutert werden: Zu Beginn der positiven Halbwelle ist der Thyristor ausgeschaltet. Der entladene Kondensator C1 lädt sich nun über die Widerstände R1 und R2 eine positive Spannung auf. Erreicht die Spannung über C1 einen Wert, der gleich der Summe aus der Zündspannung von T1 plus

der Basis-Emitter-Spannung von T1 ist, so zündet der Thyristor Th1, und für den Rest der Halbwelle fließt Strom durch den Anker des Motors. Wenn der Thyristor zündet, entlädt sich der Kondensator C1 über die Diode D2 und den leitenden Thyristor. R5 begrenzt den dabei fließenden Strom. Dadurch ist gesichert, daß zu Beginn der folgenden Halbwelle der Kondensator entladen ist. Der Zündwinkel des Thyristors wird von der Größe des Aufladewiderstands $R_1 + R_2$ bestimmt.

Am Musteraufbau wurde ein Zündwinkelbereich von 40° bis 120° gemessen. Dieser Zündwinkelbereich entspricht einem prozentualen Leistungssteuerbereich von 93% bis 20% der maximal möglichen Leistung, die bei einem Zündwinkel von 0° erreicht werden könnte.

Der Wert des Widerstands R4 hängt vom Zündstrom des verwendeten Transistors ab. R4 sollte so dimensioniert werden, daß im Moment der Zündung des Thyristors über C1 eine Spannung von etwa 12 V liegt. Parallel zum Motor ist die Diode D1 geschaltet. Diese Diode ist bei dem Halbwellenbetrieb erforderlich, damit der Thyristor bei stark induktiver Last (Motor) am Ende der

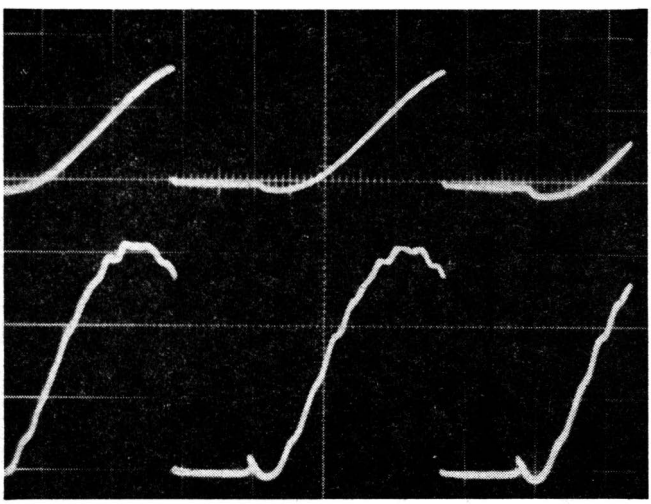


Bild 5.5 Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 5.4. Oben: Spannungsverlauf über C1; unten: Spannungsverlauf an der Anode des Thyristors

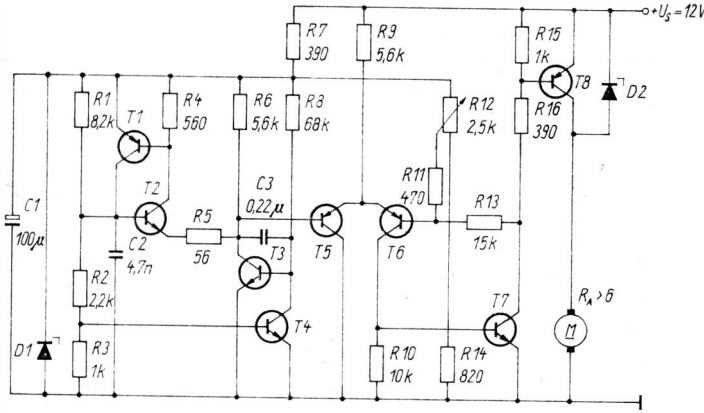
Halbwelle mit Sicherheit löscht. Verwendet man die Schaltung zur Steuerung ohmscher Lasten (z. B. Lötkolben), so kann Diode D1 entfallen. Aus Bild 5.5 sind die am Musteraufbau aufgenommenen Oszillogramme des Verlaufs der Spannung über C1 und der der Anodenspannung des Thyristors Th1 zu ersehen.

5.3. Drehzahlsteuerung eines Kleinmotors mit geschaltetem Transistor als Stellglied

Bei den Steuerschaltungen nach Abschnitt 5.1. arbeitet der als Stellglied verwendete Leistungstransistor als veränderlicher Widerstand. Diese Betriebsweise bedingt besonders bei verringerter Motordrehzahl hohe Verluste im Stellglied und eine Verschlechterung des Wirkungsgrads. Betreibt man dagegen den Motor mit einer rechteckfömigen Ankerspannung, die nur die beiden Extremwerte $U_A = 0$ V und $U_A = U_S$ einnehmen kann und deren Tastverhältnis veränderlich ist, so entfallen die genannten Nachteile weitgehend. Der als Stellglied verwendete Leistungstransistor arbeitet dann im Schalterbetrieb, so daß seine Verlustleistung entsprechend gering bleibt. Bei dieser Betriebsart wird der Speisespannungsquelle auch nur geringfügig mehr Leistung entnommen, als zum Betrieb des Motors erforderlich ist. Allerdings haben Steuerschaltungen dieser Art auch Nachteile. Dazu gehört der meist erheblich größere Bauelementeaufwand als bei üblichen Schaltungen mit Längstransistor als Stellglied. Wesentlicher ist aber, daß solche Steuerschaltungen Rechteckspannungen beachtlicher Amplitude erzeugen, die möglicherweise andere Teile einer Schaltung stark stören können. Diese Tatsache muß bei der Steuerschaltung nach Bild 5.6 beachtet werden. Die effektive Ankerspannung $U_{A\,eff}$ ist bei dieser Steuerschaltung abhängig von der Speisespannung U_S, der Einschaltzeit t_{ein} des Transistors T8 und dessen Ausschaltzeit:

$$U_{A\,eff} = U_S \cdot \sqrt{\frac{t_{ein}}{t_{ein} + t_{aus}}} \qquad (24)$$

Die Schaltung nach Bild 5.6 besteht aus einem Sägezahngenerator mit den Transistoren T1 bis T4. Dieser Generator liefert am Kollektor von T3 eine entsprechend Bild 5.7 zeitlinear abfallende Sägezahnspannung mit einer Frequenz von $f = 75$ Hz. Zu Beginn



T1,T5,T6: KFY 16
T2...4,T7: SF 126
T8: GD 241 C
D1: SZX 19/5,1
D2: SZ 600/18

Bild 5.6 Drehzahlsteuerung mit geschaltetem Transistor als Stellglied

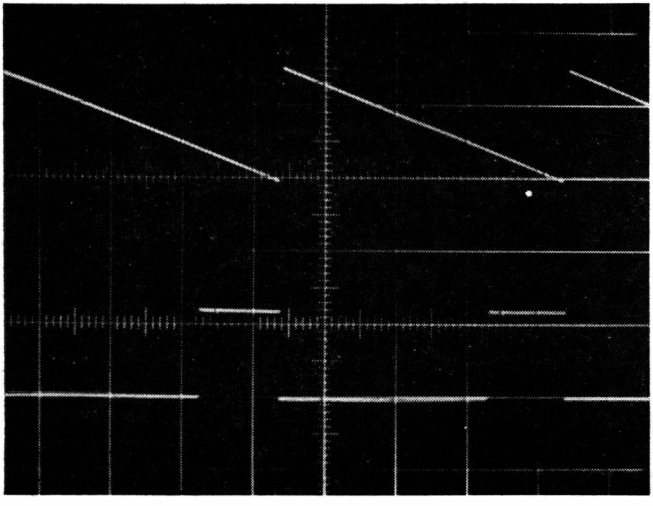


Bild 5.7 Oszillogramme zur Schaltung nach Bild 5.6. Oben: Spannungsverlauf am Kollektor von T3; unten: Impulse am Kollektor des Transistors T7

des Spannungsabfalls am Kollektor des Transistors T3 ist dessen Kollektorspannung nahezu gleich der Z-Spannung der Diode D1, die die Speisespannung des Generators stabilisiert. Der Kondensator C3 ist aufgeladen. Der Transistor T3 hat eine hohe Stromverstärkung und arbeitet als *Miller*-Integrator. Der Basistsrom von T3 ist klein gegenüber dem durch R8 fließenden Strom, so daß durch ihn der Kondensator C3 fast vollständig entladen wird. Während der zeitlinearen Entladung sinkt die Spannung am Kollektor von T3 in Richtung Massepotential ab. Die Kollektorspannung wird von einer Aufladeschaltung mit den Bauelementen T1, T2 und T4 überwacht. In dem Moment, in dem die Spannung über R6 gleich der Summe aus der Spannung über R1 plus der Basis-Emitter-Schwellspannung des Transistors T2 ist, beginnt dieser zu leiten. Dadurch erhält auch T1 Basisstrom, und als Folge verringert der jetzt einsetzende Kollektorstrom von T1 den Spannungsabfall über R1. Das bedeutet eine positive Rückkopplung, die ein schnelles Einschalten von T1 und T2 zur Folge hat. Auch der Transistor T4 leitet dann, weil der Spannungsabfall über R3 den Wert der Schwellspannung von T4 dann übersteigt, wenn T1 R1 kurzschließt. T4 schließt die Basis-Emitter-Strecke von T3 kurz, so daß dieser sperrt. Der Kondensator wird jetzt über den Schutzwiderstand R5 schnell aufgeladen. Am Ende dieses Vorgangs verringert sich der fließende Ladestrom soweit, daß die Kombination aus T1 und T2 nicht mehr im leitenden Zustand gehalten werden kann. Die Transistoren T1, T2 und T4 sperren, und ein neuer Funktionsablauf beginnt. Für die Frequenz f des Generators gilt die Näherung:

$$f = \frac{U_{\text{Z D1}} - U_{\text{BE T3}}}{(U_{\text{R1}} + U_{\text{BE T2}})\, C_3 R_8} \cdot \tag{25}$$

Eine Triggerschaltung mit positiver Rückkopplung vergleicht die über R6 liegende Sägezahnspannung mit der Gleichspannung am Mittelabgriff des Potentiometers R12. Gleichzeitig mit der Aufladung des Kondensators C3 wird der Kollektorstrom von T6 eingeschaltet. Dadurch erhalten T7 und T8 Basisstrom, und der Motor läuft. In dem Moment, in dem der Spannungsabfall über R6 größer wird als die über dem oberen Teilwiderstand von R12 liegende Spannung, leitet T5. Über ihn fließt dann der Emitterstrom von T6, die Transistoren T7 und T8 sperren, und es kann kein Ankerstrom mehr fließen.

6. Schaltungen für die Drehzahlregelung von Gleichstromkleinmotoren mit Permanentmagneterregung

Der Einsatz von Gleichstromkleinmotoren als Antriebsquelle in transportablen Magnettongeräten, Plattenspielern und Filmkameras hat in den letzten Jahren sehr stark zugenommen. Die günstigen Eigenschaften (z. B. einfacher mechanischer Aufbau und leichte Regelbarkeit der Drehzahl) dieser Motoren führten sogar zu deren Verwendung als Antriebsquelle in ausschließlich netzbetriebenen Geräten. Bei den eben genannten Anwendungen ist immer eine hohe Drehzahlkonstanz des Motors erforderlich. Die Drehzahl darf innerhalb bestimmter Grenzen weder bei Speisespannungs- noch bei Belastungsänderungen nur unwesentlich von ihrem Sollwert abweichen. Zur Lösung dieser Aufgabe benutzt man elektronisch arbeitende Regelschaltungen, die die Drehzahl des Motors messen und den ermittelten Drehzahl-Istwert mit dem Sollwert vergleichen. Als Ergebnis liefert die Regelschaltung eine solche Ankerspannung, die zur Aufrechterhaltung der Drehzahl bei den momentanen Last- und Speisespannungsbedingungen erforderlich ist. Im nachstehenden Abschnitt sind viele Regelschaltungen beschrieben, so daß für nahezu alle Anwendungsgebiete im Bereich der Amateurtechnik eine geeignete Variante zu finden ist.

6.1. Drehzahlregelschaltungen für Gleichstrommotoren mit Fliehkraftregler

Die Drehzahl eines Gleichstromkleinmotors mit Permanentmagneterregung hängt, wie schon in Abschnitt 1.2. erwähnt, nur von der wirksamen Ankerspannung und vom Belastungsmoment ab, da die Drehzahl über eine Steuerung der Luftspaltinduktion bei Motoren dieser Konstruktion nicht beeinflußt werden kann. Die Drehzahlregelung mit Hilfe eines veränderlichen zusätzlichen Belastungsmoments, z. B. einer Fliehkraftbremse, wird heute nicht mehr benutzt, weil sie auf spontane Drehzahländerungen nur träge reagiert, die zusätzlich erforderliche Motorleistung sich negativ auf die Leistungsbilanz auswirkt und der mechanische

Aufwand recht hoch ist. Aus den genannten Gründen werden deshalb nahezu ausschließlich Regelschaltungen benutzt, bei denen die Drehzahl mit einer veränderlichen Ankerspannung konstant gehalten wird. Die schaltungstechnische Lösung ergibt sich dabei meist in der Form, daß in Reihe zum Motor ein veränderlicher Widerstand geschaltet ist. Eine Regelschaltung verändert den Wert dieses Widerstands in der Weise, daß die Drehzahl des Motors konstant bleibt. Im einfachsten Fall verwendet man an Stelle eines kontinuierlich steuerbaren Widerstands einen Schalter. Der Vorwiderstand kann in diesem Spezialfall nur die beiden Extremwerte Null und Unendlich einnehmen. Vor einigen Jahren wurde diese Regelmöglichkeit noch sehr häufig benutzt. Zu diesem Zweck befand sich auf der Ankerwelle des Motors ein Fliehkraftschalter, dessen Kontakt bei einer festgelegten Drehzahl öffnete. Die beiden Schalterkontakte waren über entsprechende Schleifringe zugänglich. Die Ankerspannung wurde über den Fliehkraftschalter zugeführt. Mit dem Anlegen der Speisespannung dreht der Motor hoch, bis der Fliehkraftschalter öffnet. Durch die dann fehlende Ankerspannung und das wirkende Belastungsmoment sinkt die Drehzahl ab, so daß der Fliehkraftschalter wieder schließt usw. Bei dieser Regelmöglichkeit liegt also die Ankerspannung impulsförmig an der Ankerwicklung.

Die eben beschriebene einfache Lösung hat einige Nachteile. Zum Beispiel ist die Zuverlässigkeit des Fliehkraftschalters bei geringen Spannungen relativ niedrig. Die Drehzahl des Motors bleibt infolge der nicht stetigen Regelung nicht konstant, sondern schwankt zwischen 2 Grenzen. Damit diese Grenzen möglichst eng beieinander liegen, muß der Fliehkraftschalter bei nahezu identischen Drehzahlen aus- und einschalten. Eine solche Justierung bedeutet aber eine hohe Schaltfrequenz, die die Kontaktlebensdauer erheblich senken kann. Wesentliche Verbesserungen sind möglich, wenn der Kontakt nicht direkt, sondern über einen stromverstärkenden Transistor die Ankerspannung an die Ankerwicklung schaltet. Diese Maßnahme verlängert die Lebensdauer des Fliehkraftschalters beträchtlich, weil dieser nur noch den relativ geringen Basisstrom zu schalten hat.

Da Motoren mit Fliehkraftschalter noch im Amateurhandel erhältlich sind, sollen die Regelschaltungen nach Bild 6.1 und Bild 6.2 als Beispiele für die mannigfaltigen Lösungsmöglichkeiten von Regelschaltungen mit Fliehkraftschalter dienen. Bei der

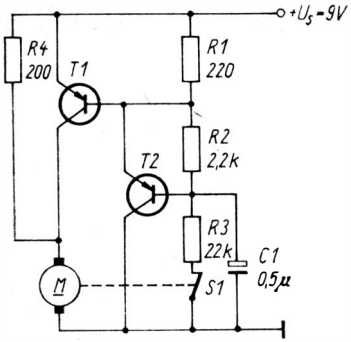


Bild 6.1
Drehzahlregelschaltung mit Fliehkraftregler

Regelschaltung nach Bild 6.1 fließt der Motorstrom bei geöffnetem Schalter über den Widerstand R4. Dieser sollte so dimensioniert werden, daß der Motor bei der maximalen Speisespannung und dem größten Belastungsmoment gerade noch die Solldrehzahl erreicht. Beim Anlegen der Speisespannung und stillstehendem Motor ist S1 geschlossen. Über R3 erhält die *Darlington*-Kombination aus T1 und T2 Basisstrom. Transistor T1 leitet und überbrückt den Widerstand R4, so daß der Anker des Motors direkt an der Speisespannung liegt. Mit dem Erreichen der Solldrehzahl öffnet S1. Die Transistoren T1 und T2 sperren, und der Motorstrom verringert sich. Durch die Belastung fällt dessen Drehzahl, bis S1 erneut schließt. In gleicher Weise arbeitet die Regelschaltung nach Bild 6.2, bei der als dem Schalttransistor parallelgeschalteter Widerstand eine Glühlampe (Kaltleiter) benutzt wird.

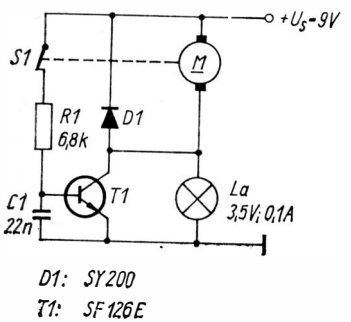


Bild 6.2
Drehzahlregelschaltung mit Fliehkraftregler

Diese Maßnahme wirkt sich vorteilhaft auf die Regelcharakteristik der Schaltung bei sinkender Speisespannung aus. Für die Regelschaltungen (Bild 6.1 und Bild 6.2) ist als Motor der des Tonbandgeräts *Uran* von *Tesla* geeignet.

6.2. Regelschaltungen für Gleichstromkleinmotoren unter Verwendung der Motorgegenspannung als Drehzahl-Istwert

Jede Drehzahlregelung erfordert eine geeignete Einrichtung, die den Istwert der Drehzahl ermittelt. In Abschnitt 6.1. ist ein justierter Fliehkraftschalter beschrieben worden, der diese Aufgabe erfüllt. Entsprechend Gl. (3) des Abschnitts 1.2. hängt aber die Gegenspannung E eines vorgegebenen Gleichstrommotors mit Permanentmagneterregung nur von dessen Ankerdrehzahl ab. Unter bestimmten Voraussetzungen ist es möglich, die Gegenspannung des zu regelnden Motors als Istwert für die Drehzahl zu benutzen. Regelschaltungen dieser Art fanden in den letzten Jahren eine weite Verbreitung in Kassettentonbandgeräten. Am besten eignen sich für Regelschaltungen dieser Art Kleinmotoren mit Metallbürsten, weil bei solchen Motoren die Übergangswiderstände zwischen Bürsten und Kollektor minimal sind. Das ist für eine korrekte Funktion der nachstehend beschriebenen Regelschaltungen erforderlich. Motoren mit Metallbürsten haben aber nur dann eine befriedigende Lebensdauer, wenn die Ankerströme den Wert $I_A \approx 0{,}1$ A nicht wesentlich überschreiten. Als Anwendungsgebiete für Regelschaltungen, bei denen die Motorgegenspannung als Drehzahl-Istwert benutzt wird, kommen deshalb vorwiegend Kassettentonbandgeräte, Plattenspieler und Filmkameras in Betracht.

Zur Darstellung der Motorgegenspannung E benutzt man eine geeignet dimensionierte Brückenschaltung, die in Bild 6.3 dargestellt ist. Die folgende Ableitung wird zeigen, daß die zwischen den Punkten A und B der Brücke liegende Differenzspannung U_{diff} direkt proportional der Motorgegenspannung E und unabhängig von der Speisespannung U_S ist. Den Widerstand R_M wählt man zweckmäßigerweise gleich dem Ankerwiderstand R_A des Motors. Für die Werte der Widerstände R1 und R2 gelten die Dimensionierungsvorschriften:

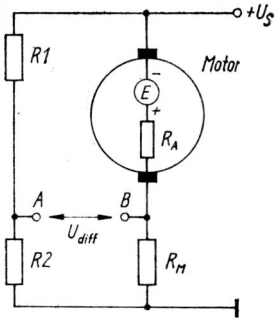


Bild 6.3
Prinzipieller Aufbau der Brückenschaltung für Drehzahlregelschaltungen, bei denen die Motorgegenspannung als Drehzahl-Istwert genutzt wird

$$R_1 = kR_\mathrm{A}\,; \tag{26}$$

$$R_2 = kR_\mathrm{M}\,. \tag{27}$$

Der Spannungsabfall U_{R2} über dem Brückenwiderstand R2 ergibt sich aus der folgenden Gleichung:

$$U_{\mathrm{R2}} = \frac{U_\mathrm{S} R_2}{R_1 + R_2}\,. \tag{28}$$

Für U_S kann man entsprechend Gl. (4) auch schreiben:

$$U_\mathrm{S} = E + I_\mathrm{A} R_\mathrm{A} + I_\mathrm{A} R_\mathrm{M}\,. \tag{29}$$

Daraus folgt für die Spannung U_{R2} die Beziehung:

$$U_{\mathrm{R2}} = \frac{E R_2}{R_1 + R_2} + \frac{I_\mathrm{A} R_2}{k}\,. \tag{30}$$

Für die Spannung U_{RM} über R_M gilt:

$$U_{\mathrm{RM}} = \frac{I_\mathrm{A} R_2}{k}\,. \tag{31}$$

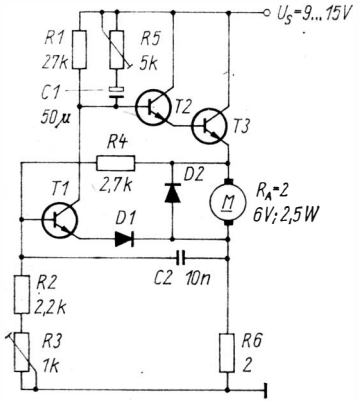
Die gesuchte Differenzspannung erhält man aus:

$$U_{\mathrm{diff}} = U_{\mathrm{R2}} - U_{\mathrm{RM}}\,;$$

$$U_{\mathrm{diff}} = \frac{E R_2}{R_1 + R_2}\,. \tag{32}$$

Entsprechend Gl. (32) ist also für einen bestimmten Motortyp und bei Einhaltung der Gl. (26) und (27) die Differenzspannung U_{diff} direkt proportional der Gegenspannung E des Motors und damit dessen Ankerdrehzahl.

In welcher Weise die Differenzspannung auf die Regelschaltung einwirkt, soll am praktischen Beispiel der Regelschaltung nach Bild 6.4 näher erläutert werden. Die *Darlington*-Transistorkombination aus T2 und T3 versorgt die Brückenschaltung, deren Bestandteil der Motor ist. Die Widerstände R4, R2, R3 und R6 (Bild 6.4) entsprechen den Widerständen R1, R2 bzw. R_M der Schaltung nach Bild 6.3. Beim Anlegen der Speisespannung steht der Motor zunächst noch. Seine Gegenspannung ist Null, und der Spannungsabfall über der Widerstandssumme $R_2 + R_3$ ist gleich dem Spannungsabfall über dem Widerstand R6. Der Regeltransistor T1 erhält keine Basisvorspannung und sperrt deshalb. Dadurch leiten die Transistoren T2 und T3, weil über R1 Basisstrom fließen kann. Mit zunehmender Drehzahl steigt, bezogen auf die Katode der Diode D1, die Spannung an der Basis des Transistors T1 in positiver Richtung an. Diese Spannung ist proportional der Gegenspannung und damit der Ankerdrehzahl des Motors. Zu dem Zeitpunkt, bei dem die Spannung zwischen der Katode von D1 und der Basis von T1 einen solchen Wert erreicht, bei dem T1 zu leiten beginnt, verringert sich durch den Kollektorstrom von T1 die Spannung an der Basis des Transistors T2 und damit die



T1: SF 236
T2: SF 127
T3: BD 254 B
D1: SAY 32
D2: SY 200

Bild 6.4
Einfache Regelschaltung zur Drehzahlregelung

Ankerspannung des Motors. Es wird sich deshalb eine solche Drehzahl einstellen, bei der die Gegenspannung E den nachstehenden Wert hat:

$$E = \frac{(U_{\mathrm{BE\,T1}} + U_{\mathrm{F\,D1}})\,(R_2 + R_3 + R_4)}{R_2 + R_3}\,. \tag{33}$$

Die Regelschaltung nach Bild 6.4 arbeitet optimal, wenn bei angelegter Versorgungsspannung und blockiertem Motor mit dem Widerstand R3 die Differenzspannung zwischen der Basis von T1 und der Katode der Diode D1 auf Null eingestellt wurde. Nach diesem Abgleich geht wegen der gewählten Dimensionierung $R_A = R_6$ Gl. (33) über in:

$$E = 2(U_{\mathrm{BE\,T1}} + U_{\mathrm{F\,D1}})\,. \tag{34}$$

In gewissen Grenzen ist durch Verändern von R3 auch eine Drehzahleinstellung möglich. Bei dieser Methode verändert man aber die Brückenbedingungen, die durch Gl. (26) und (27) festgeschrieben sind, so daß dann die Differenzspannung nicht mehr nur der Drehzahl proportional ist. Wird eine Drehzahljustierung notwendig, so muß die Ansprechspannung des Regelverstärkers — diese stellt den Drehzahl-Sollwert dar — verändert werden. Das läßt sich z. B. durch weitere in den Emitterkreis von T1 eingeschaltetete Siliziumdioden erreichen. Eine kontinuierliche Einstellung der Solldrehzahl ist aber nur mit speziellen Schaltungsmaßnahmen zu realisieren.

In Bild 6.5 ist der Stromlaufplan einer Regelschaltung dargestellt, bei der unabhängig voneinander die Brückenbedingungen erfüllt und die genaue Solldrehzahl eingestellt werden können, Wesentlichster Unterschied zur Schaltung nach Bild 6.3 ist die Konstantstromquelle im Kollektorkreis des Verstärkertransistors T2. Diese Stromquelle wurde mit einem SFET verwirklicht und liefert einen Strom von $I_D = 1{,}5$ mA, der erheblich über dem für die *Darlington*-Kombination erforderlichen Basisstrom liegt. Vernachlässigt man die Basisströme der Transistoren T2 und T3, so fließt auch durch den Widerstand R6 der Drainstrom von T1. Deshalb stellt sich in dieser Schaltung immer eine solche Drehzahl ein, bei der gilt:

$$E = 2\,(U_{\mathrm{BE\,T2}} + I_{\mathrm{D\,T1}} R_6)\,. \tag{35}$$

Die Drehzahl kann durch verschiedene Einstellungen von R6 leicht verändert werden.

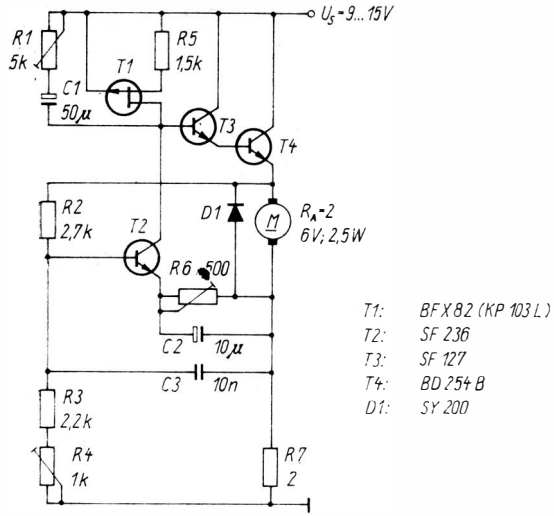


Bild 6.5 Drehzahlregelung mit Einstellmöglichkeit der Solldrehzahl

Der für die Schaltbeispiele nach Bild 6.4 und 6.5 verwendete Motor wies eine Abhängigkeit der Gegenspannung E von der Ankerdrehzahl n auf, wie sie in der Kennlinie in Bild 6.6 dargestellt ist. Zur Ermittlung einer solchen Kennlinie betreibt man den Motor als Generator und ermittelt, wie schon in Abschnitt 2.3. schrieben, die Abhängigkeit der Generatorspannung von der

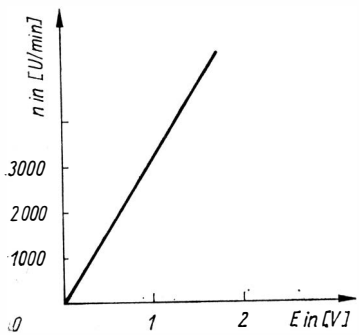


Bild 6.6
Abhängigkeit der Gegenspannung von der Drehzahl

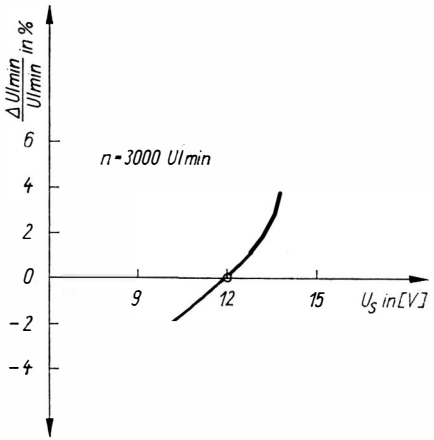


Bild 6.7 Relative Abhängigkeit der Drehzahl von Speisespannungsänderungen der Regelschaltung nach Bild 6.4

Ankerdrehzahl. In Übereinstimmung mit der Kennlinie in Bild 6.6 ergab sich bei der Regelschaltung nach Bild 6.4 eine Nenndrehzahl von $n = 3500\ \text{min}^{-1}$, während mit dem Widerstand R6 bei der Regelschaltung nach Bild 6.5 Ankerdrehzahlen von

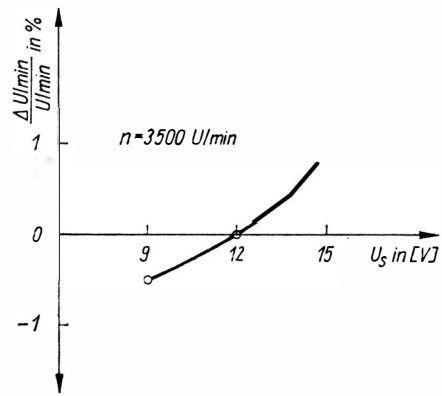
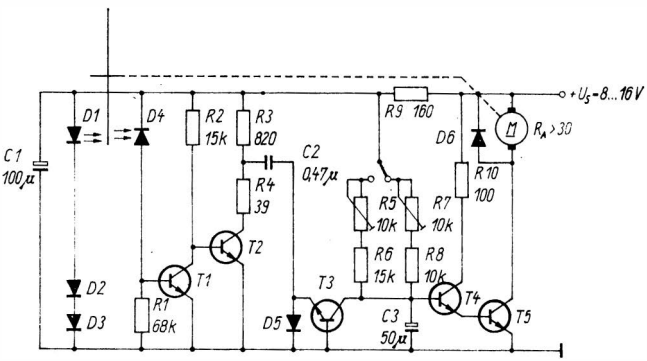


Bild 6.8 Relative Abhängigkeit der Drehzahl von Speisespannungsänderungen der Regelschaltung nach Bild 6.5

$n = 2000\ \text{min}^{-1}$ bis $n = 4500\ \text{min}^{-1}$ gewählt werden können. Schließlich sei noch auf Bild 6.7 und 6.8 hingewiesen, in denen die Abhängigkeit der Ankerdrehzahlen von der angelegten Speisespannung dargestellt sind. Die Stabilisierung ist bei der Regelschaltung nach Bild 6.5 deshalb besser, weil als Arbeitswiderstand für den Verstärkertransistor eine Konstantstromquelle wirkt, wodurch die Verstärkung des Transistors T2 gemäß Bild 6.5 größere Werte erreicht als die des Transistors T1 nach Bild 6.4.

Regelschaltung für einen Plattenspieler mit umschaltbarer Drehzahl

Für einen netz- oder batteriebetriebenen Plattenspieler mit 2 Drehgeschwindigkeiten eignet sich die in Bild 6.9 dargestellte Schaltung. Die mit R5 und R7 feineinstellbaren Motordrehzahlen betrugen bei dem Erprobungsmuster $n_1 = 3000\ \text{min}^{-1}$ und $n_2 = 2222\ \text{min}^{-1}$. Diesen Werten sind die Plattentellerdrehzahlen



T1,T2,T4: SC 207
T3: SF 126
T5: SF 127 D
D1: VQ 110
D2,D3: VQA 12
D4: GP 121
D5: SAY 32
D6: SY 200

Bild 6.9 Regelschaltung für die Drehzahlen eines Plattenspielers mit umschaltbarer Drehgeschwindigkeit

von $N_1 = 45\ \text{min}^{-1}$ und $N_2 = 33{,}3\ \text{min}^{-1}$ zugeordnet. Die Regelschaltung nach Bild 6.9 arbeitet mit einer optoelektronischen Erfassung des Drehzahl-Istwerts. Zu diesem Zweck ist auf der Motorwelle eine Sektorscheibe angebracht, die je Motorumdrehung den Strahlengang einer Lichtschranke dreimal unterbricht. Als Lichtquelle wird die Lumineszenzdiode D1 verwendet, die, in Reihe geschaltet, mit den in Flußrichtung betriebenen Siliziumdioden D2 und D3 gleichzeitig als Spannungsstabilisator für den Frequenz-Stromumsetzer arbeitet. Die Speisespannung dieser Baugruppe ist deshalb weitgehend unabhängig von Änderungen der Versorgungsspannung und beträgt an der Anode von D1 etwa $U_S = 3$ V. Als Lichtempfänger wirkt die Germaniumfotodiode D4, die aber auch durch einen Fototransistor des Typs *SP 201* ersetzt werden kann. Immer dann, wenn Licht auf die Diode D4 fällt, leitet der Transistor T1, und T2 sperrt. Bei abgedunkelter Diode D4 sperrt dagegen T1, und der Transistor T2 wird in die Sättigung gesteuert. Läuft der Motor z. B. mit $n = 3000\ \text{min}^{-1}$, so entspricht das der Motorfrequenz von $f_M = 50$ Hz, und am Kollektor von T2 liegt eine symmetrische Rechteckspannung mit der dreifachen Motorfrequenz von $3f_M = 150$ Hz.

Die Arbeitsweise der Regelschaltung kann wie folgt beschrieben werden: Die *Darlington*-Kombination mit den Transistoren T4 und T5 steuert den Motor. Die Stromverstärkung dieser Anordnung war bei dem Musteraufbau so groß, daß ein Basisstrom von $I_{B\,T4} = 30\ \mu\text{A}$ ausreichte, um den Transistor T5 bei der Nennspeisespannung von $U_S = 12$ V und stehendem Motor in das Sättigungsgebiet zu steuern. Der Transistor T4 erhält seinen Basisstrom über die wahlweise einschaltbaren Widerstände R5, R6 oder R7, R8. Der über diese Widerstände im Moment des Zuschaltens der Speisespannung fließende Strom ist um mehrere Größenordnungen höher als eigentlich notwendig, und der Motor läuft deshalb sofort an. Dadurch entsteht, wie oben beschrieben, am Kollektor von T2 eine symmetrische Rechteckspannung. Immer dann, wenn der Transistor T2 sperrt, lädt sich der Kondensator C2 auf eine positive Spannung auf. Der Ladestrom fließt dabei über R3 und D5. Leitet danach T2, so entlädt sich der Kondensator C2 über die Kollektor-Emitter-Strecke von T2 und über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T3. Dieser arbeitet in Basisschaltung, und die Entladestromimpulse erscheinen nahezu ungeschwächt im Kollektorkreis von T3, weil dessen Strom-

verstärkung in Basisschaltung $\alpha_{T3} \approx 1$ beträgt. Der Kondensator C3 integriert die Stromimpulse, so daß sich dadurch der in die Basis von T4 fließende Strom verringert. Solange der Basisstrom von T4 noch ausreicht, um T5 zu sättigen, nimmt die Drehzahl des Motors nicht ab. Erst wenn der Betrag des mittleren Kollektorstroms von T3 nahezu gleich dem Strom durch die jeweils eingeschalteten Widerstände R5, R6 oder R7, R8 ist, stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein. Dieser ist dadurch gekennzeichnet, daß fast der gesamte durch die Widerstände fließende Strom in den Kollektor von T3 fließt und nur ein Bruchteil als Steuerstrom für die *Darlington*-Kombination T4, T5 dient. Vergrößert sich z. B. die Motorlast, so führt das zu einem Absinken der Drehzahl. Dadurch verringert sich aber der mittlere Stromfluß des Transistors T3, so daß für T4 ein entsprechend größerer Basisstrom zur Verfügung steht, der seinerseits eine Erhöhung der Drehzahl zur Folge hat.

Vernachlässigt man den Basisstrom von T4, so fließt durch die Widerstände R7 und R8 der Referenzstrom I_R:

$$-I_R = \frac{U_{F\,D1}}{R_7 + R_8} \cdot \tag{36}$$

Gl. (36) gilt unter der Annahme:

$$U_{F\,D2} + U_{F\,D3} = U_{BE\,T4} + U_{BE\,T5} \cdot \tag{37}$$

Für den mittleren Kollektorstrom $I_{C\,T3}$ des Transistors T3 gilt die Beziehung:

$$I_{C\,T3} = k f_M \alpha_{T3} C_2 U_{F\,D1} \cdot \tag{38}$$

Vorausgesetzt wurde in Gl. (38):

$$U_{F\,D2} + U_{F\,D3} = U_{F\,D5} + U_{BE\,T3} \cdot \tag{39}$$

In Gl. (38) steht k für den durch die Sektorscheibe gegebenen Vervielfachungsfaktor der Motorfrequenz. Im eingeschwungenen Zustand der Regelschaltung gilt, wieder unter Vernachlässigung des Basisstroms von T4, der Ansatz:

$$I_R + I_{C\,T3} = 0 \,. \tag{40}$$

Setzt man nun in Gl. (40) die Beziehungen Gl. (36) und Gl. (38) ein, so ergibt sich für die Frequenz des Motors:

$$f_M = \frac{1}{k \alpha_{T3} C_2 (R_7 + R_8)} \cdot \tag{41}$$

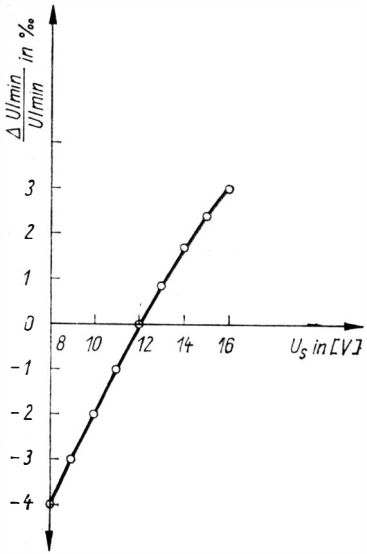
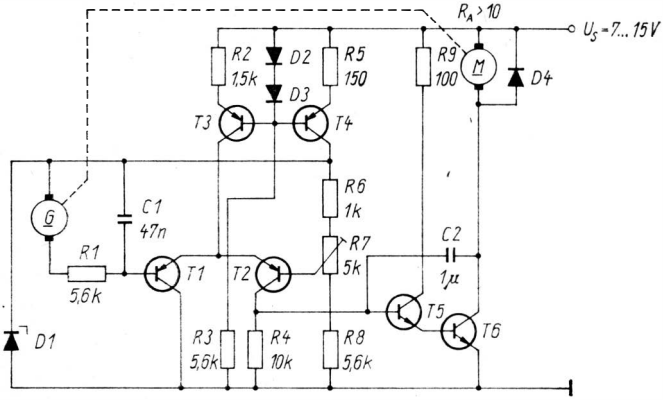


Bild 6.10
Relative Abhängigkeit der Drehzahl von Speisespannungsänderungen der Regelschaltung nach Bild 6.9

Aus dieser Gleichung ist zu ersehen, daß die Drehzahl des Motors innerhalb gewisser Grenzen nicht mehr von der Speisespannung des Frequenz-Stromwandlers abhängt. Aus Bild 6.10 läßt sich die geringe verbleibende Abhängigkeit der Drehzahl von der Speisespannung der Regelschaltung erkennen. Diese Änderungen haben ihre Ursache in den vereinbarten, nicht immer idealen Näherungen.

6.4. Drehzahlregelung bei niedrigen Drehzahlen und großem Einstellbereich

Bei der Regelschaltung nach Bild 6.11 kann die Drehzahl zwischen $n = 300\ \text{min}^{-1}$ und $n = 1750\ \text{min}^{-1}$ mit dem Potentiometer R7 verändert werden. Eine befriedigende Stabilität und Genauigkeit der Regeleinrichtung ergab sich durch die Verwendung eines Gleichstromgenerators, der eine dem Drehzahl-Istwert entsprechende Gleichspannung erzeugte. Die Kennlinie des benutzten Generators ist in Bild 6.12 dargestellt.



T1...4:	KFY 18
T5:	SF 127 D
T6:	BD 254 C
D1:	SZX 21/5,1
D2,D3:	SAL 41
D4:	SY 200

Bild 6.11 Drehzahlregelschaltung mit einem Gleichspannungsgenerator zur Erzeugung des Drehzahl-Istwerts

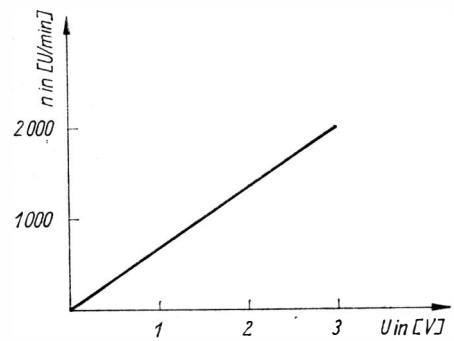


Bild 6.12 Kennlinie des Gleichspannungsgenerators nach Bild 6.11

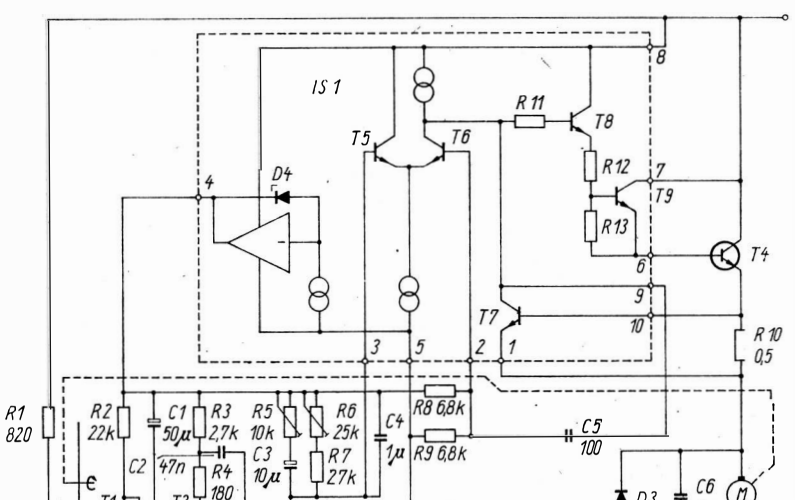
Der Spannungsteiler mit R6 bis R8 stellt den Drehzahl-Sollwert bereit. Die Z-Diode D1 stabilisiert die Gesamtspannung des Spannungsteilers bei Änderung der Speisespannung. Den Strom für die Z-Diode und den Spannungsteiler liefert die Stromquelle mit T4, dessen Basisspannung die Dioden D2 und D3 auch bei Speisespannungsänderungen weitgehend konstant halten. Der Kollektorstrom von T4 betrug bei dem Musteraufbau $I_{C\,T4} = 5$ mA. Bezogen auf die Katode der Z-Diode D1, konnte die Spannung U_{sch} am Schleifer von R7 Werte zwischen $-U_{sch} = 0{,}45$ V und $-U_{sch} = 2{,}6$ V annehmen. Die Anschlüsse des Generators sind so zu polen, daß zwischen der Katode von D1 und der Basis des Transistors T1 ebenfalls eine negative Spannung entsteht, wenn der Motor läuft. Die Transistoren T1 und T2 arbeiten als Differenzverstärker. Den gemeinsamen Emitterstrom liefert die Stromquelle mit T3, dessen Basisspannung ebenfalls die Dioden D2 und D3 erzeugen. Nach dem Zuschalten der Speisespannung liefert der Generator zunächst noch keine negative Spannung. Der Transistor T2, an dessen Basis eine dem Drehzahl-Sollwert proportionale Spannung anliegt, leitet deshalb, und T1 sperrt. Der Kollektorstrom von T2 fließt nahezu vollständig in die Basis des Transistors T5. Dieser bildet zusammen mit T6 eine *Darlington*-Kombination, die den Motor steuert. Ein großer Strom in die Basis des Transistors T5 verursacht einen entsprechend hohen Kollektorstrom in T6, und der Motor läuft an. Dadurch steigt aber die vom Gleichspannungsgenerator gelieferte Spannung, von Null beginnend, in negativer Richtung an. Schließlich wird die Spannung über dem Kondensator C1 so groß, daß der Transistor T1 zu leiten beginnt. Infolgedessen verringert sich der Kollektorstrom des Transistors T2, und die *Darlington*-Anordnung T5, T6 erhält einen geringen Steuerstrom. Diese Rückkopplung des Basisstroms von T5 bleibt so lange bestehen, bis die Drehzahl des Motors einen solchen Wert hat, bei dem die Generatorspannung nahezu gleich der Spannung zwischen der Katode von D1 und dem Schleifer von R7 ist. Verringert sich infolge äußerer Belastung z. B. die Ankerdrehzahl, so liefert auch der Generator eine entsprechend geringere Spannung, der Strom durch T2 steigt, und die Drehzahl wird nachgeregelt. Die Bauelemente R1 und C1 sieben die Generatorspannung. Im Intereesse einer möglichst kurzen Ausregelzeit sollte die Kapazität des Kondensators C1 so niedrig wie möglich gewählt werden.

6.5. Drehzahlregelung mit dem integrierten Schaltkreis MAA 723 als Regelverstärker

Den integrierten Schaltkreis *MAA 723* benutzt man normalerweise in Gleichspannungsstabilisatoren. Entsprechend diesem Anwendungsfall sind in dem Schaltkreis *MAA 723* die Baugruppen Referenzspannungsquelle, Soll-/Istwert-Vergleicher, Leistungsverstärker für ein externes Stellglied und eine Einrichtung zur Strombegrenzung im externen Stellglied integriert. Alle genannten Baugruppen lassen sich auch für eine Drehzahlregelung nutzen, so daß dieser Schaltkreis *MAA 723* für solche Aufgaben geradezu geeignet ist. Bild 6.13 zeigt ein erprobtes Applikationsbeispiel für diesen Anwendungsfall des IS *MAA 723*. Die Regelschaltung wurde für Netzbetrieb ausgelegt, und die Nennspeisespannung betrug $U_S = 12$ V. Innerhalb des im Stromlaufplan vermerkten Bereichs der Speisespannung änderte sich die Ankerdrehzahl um maximal 1%. Diese ausgezeichnete Stabilisierung ist in erster Linie auf die sehr guten Regeleigenschaften des Bausteins *MAA 723* zurückzuführen.

Am Stift 4 des IS *MAA 723* steht die mit maximal $I_{ref} = 15$ mA belastbare interne Referenzspannung von $U_{ref} = 7{,}1$ V zur Verfügung. Diese stabilisierte Spannung wird in der Schaltung nach Bild 6.13 zur Stromversorgung eines Frequenz-Spannungswandlers benutzt. Die Lumineszenzdiode D1 und der Fototransistor T1 bilden eine Lichtschranke, in deren Strahlengang sich eine Segmentscheibe mit 12 Schlitzen befindet, die ihrerseits auf der Ankerwelle des Motors befestigt ist. Jede Ankerumdrehung verursacht also 12 Lichtunterbrechungen. Gibt die Segmentscheibe den Lichtweg frei, dann leitet T1, der Transistor T2 sperrt, und der Kondenstor C2 lädt sich über R3 und D2 auf eine positive Spannung auf. Mit dem nachfolgenden Abdunkeln des Fototransistors T1 sperrt dieser, und der Transistor T2 leitet. Wie schon in Abschnitt 6.3. beschrieben, entlädt sich nun C2, wobei die Entladestromimpulse fast vollständig in den Kollektor des Transistors T3 fließen. Die Kondensatoren C3 und C4 integrieren die Kollektorstromimpulse, so daß sich über der Reihenschaltung von R6 und R7 eine mittlere Gleichspannung aufbaut. Die Gleichspannung, sie soll U_{C4} genannt werden, ist der Drehzahl-Istwert für die Regelschaltung. Für U_{C4} gilt die Beziehung:

$$U_{C4} = (R_6 + R_7)\, k f_M \alpha_{T3} C_2\, (U_{ref} - U_{F\,D2} - U_{BE\,T3}). \qquad (42)$$



IS 1	MAA 723
T2, T3	SC 206
T4	BD 254
T1	SP 201
D1	VQ 110 C
D2	SAY 32
D3	SY 200

Bild 6.13 Regelschaltung für die Drehzahl mit dem Integrierten Schaltkreis *MAA 723*

Aus der internen Referenzspannung des Schaltkreises *MAA 723* erzeugt der Teiler mit den Widerständen R8 und R9 eine Vergleichsspannung, die über R8 liegt und gleich $U_{ref}/2$ ist. Solange nach dem Anlegen der Speisespannung die Spannung über C4 kleiner ist als $U_{ref}/2$, leitet der Transistor T5, und T6 des Soll-/Istwert-Vergleichers des *MAA 723* sperrt. T5 und T6 bilden einen Differenzverstärker mit großer Spannungsverstärkung, die besonders deshalb relativ groß ist, weil als Kollektorwiderstand für T6 eine Stromquelle genutzt wird. Bei gesperrtem Transistor T6 fließt der gesamte Strom dieser Quelle in die Basis von T8, der zusammen mit T9 eine Stromverstärkung bewirkt. Dadurch leitet der externe Leistungstransistor T4, und der Motor läuft mit zunehmender Drehzahl an. Diese erreicht schließlich einen solchen Wert, bei dem die Spannung über C4 gleich dem Spannungsabfall über R8 wird. Jetzt beginnt der Transistor T6 zu leiten, und es verringert sich dadurch der Strom in die *Darlington*-Kombination aus den Transistoren T8, T9 und T4. Als Folge stellt sich schließlich eine solche Drehzahl stabil ein, bei der gilt:

$$U_{C4} = U_{ref}/2\,. \tag{43}$$

Entsprechend Gl. (42) ermöglicht der Einstellregler R6 einen Feinabgleich der Drehzahl. R5 stellt man in der Weise ein, daß sich bei plötzlichen Belastungsänderungen die Drehzahl ohne Überschwingen aperiodisch dem Sollwert nähert. Eine Besonderheit dieser Regelschaltung ist die mit T7 realisierte Ankerstrombegrenzung. T7 dient bei der üblichen Anwendung des Bausteins *MAA 723* zur Strombegrenzung im externen Stellglied. Diese Aufgabe hat T7 auch bei der Drehzahlregelschaltung. Während der Anlaufphase kann der Ankerstrom erhebliche Werte annehmen. Überschreitet dieser dabei Werte von $I_A = 1$ A, so fällt über dem Widerstand R10 eine Spannung ab, die ausreicht, den Transistor T7 in den leitenden Zustand zu versetzen. Der Transistor T7 übernimmt dann gerade so viel Strom von der Stromquelle im Kollektorkreis des Transistors T6, daß im Emitter von T4 kein wesentlich größerer Strom als der genannte Grenzwert fließen kann. Für die Dauer des Motoranlaufs arbeitet das Stellglied mit T4 also als Stromquelle. Mit dem Regler R6 konnte die Drehzahl des Motors bei dem Musteraufbau zwischen $n = 1200\ \text{min}^{-1}$ und $n = 2600\ \text{min}^{-1}$ eingestellt werden.

7. Literaturverzeichnis

[1] *Miel, G.:* Ferngesteuerte Modelle selbst gebaut; Urania Verlag, Leipzig 1977

[2] *Miel, G.:* Elektronische Modellfernsteuerung; Militärverlag der DDR, Berlin 1976

[3] *Reiß, K.; Wetzel, K.:* Begrenzung von Spannungsspitzen an Induktivitäten mit Halbleiter-Bauelementen; Technische Mitteilungen Halbleiter der Siemens AG

[4] *Jakubaschk, H.:* Elektronikschaltungen mit A 902 D und A 301 D; Militärverlag der DDR, Berlin 1979

[5] Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiterbauelementen; Firmenschrift der Firma Intermetall Halbleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH

[6] Schaltbeispiele mit integrierten Digitalschaltungen der TTL 74..-Serie; Firmenschrift der Firma Intermetall Halbleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH

[7] Halbleiter-Schaltbeispiele 1967, 1969 und 1970; Firmenschrift der Siemens AG

[8] *FUNKAMATEUR* und *modellbau heute;* GST-Publikationen, erschienen im Militärverlag der DDR